D. E. RAVALICO

IL RADIO LIBRO

DAI PRIMI ELEMENTI BASILARI DI RADIOTECNICA AI RECENTI APPARECCHI RADIO AD ALTA MUSICALITÀ - RACCOLTA COMPLETA DI TUTTE LE VALVOLE EUROPEE ED AMERICANE - RACCOLTA COMPLETA DI SCHEMI DI APPARECCHI RADIO COSTRUITI IN ITALIA

815 figure, 170 schemi completi di apparecchi radio, 360 zoccoli di valvole radio

TREDICESIMA EDIZIONE RIFATTA, COMPLETATA, AGGIORNATA CON LA RACCOLTA DI SCHEMI INTERAMENTE RINNOVATA

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO

1952

D. E. RAVALICO

IL RADIO LIBRO

DAI PRIMI ELEMENTI BASILARI DI RADIOTECNICA AI RECENTI APPARECCHI RADIO AD ALTA MUSICALITÀ - RACCOLTA COMPLETA DI TUTTE LE VALVOLE EUROPEE ED AMERICANE - RACCOLTA COMPLETA DI SCHEMI DI APPARECCHI RADIO COSTRUITI IN ITALIA

815 figure, 170 schemi completi di apparecchi radio, 360 zoccoli di valvole radio

TREDICESIMA EDIZIONE
RIFATTA, COMPLETATA, AGGIORNATA CON LA RACCOLTA DI SCHEMI INTERAMENTE RINNOVATA

EDITORE ULRICO HOEPLI MILANO
1952

PREFAZIONE

In questa nuova edizione è presente solo una terza parte dell'edizione precedente. Sono stati eliminati cinque capitoli degli undici della vecchia edizione, ed in più è stata eliminata l'intera raccolta di schemi di apparecchi radio.

I capitoli eliminati sono stati sostituiti con altri dedicati alla parte ad audiofrequenza degli apparecchi radio. Ciò per il fatto che innovazioni ad essi apportate, riguardano quasi esclusivamente la bassa frequenza, all'opposto di quanto avvenne nello scorso decennio, durante il quale era la parte ad alta frequenza ad ottenere sempre nuovi perfezionamenti. Attualmente tutta la parte degli apparecchi radio che dalla presa d'antenna va alla valvola rivelatrice si può considerare, almeno nei ricevitori normali, « cristallizzata »; mentre l'altra parte, quella dalla rivelatrice alla bobina mobile dell'altoparlante, è invece in piena « effervescenza ».

Basta uno sguardo agli schemi degli apparecchi, in fondo al volume, per constatare, che essi si distinguono soprattutto per le caratteristiche circuitali della bassa frequenza, ciò particolarmente per le svariate forme di applicazione della reazione inversa.

È stato anche eliminato il capitolo dedicato alla televisione, il quale verrà sostituito da un volume, il Video libro *attualmente in preparazione.*

Infine, i due capitoli riservati alle valvole radio sono stati ampiamente aggiornati.

D. E. RAVALICO

INDICE DEI CAPITOLI

CAPITOLO TERZO

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO QUARTO

TEORIA E PRATICA DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO QUINTO

APPARECCHI RADIO A PIÙ GAMME D'ONDA

CAPITOLO SESTO

L'AMPLIFICATORE A BASSA FREQUENZA DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO SETTIMO

L'AMPLIFICAZIONE FINALE

CAPITOLO OTTAVO

IL CONTROLLO DI TONALITÀ DELL'APPARECCHIO RADIO

CAPITOLO NONO

IL MIGLIORAMENTO DELLA QUALITÀ DELLA PRODUZIONE SONORA MEDIANTE LA REAZIONE INVERSA

CAPITOLO DECIMO

L'APPARECCHIO RADIO DA AUTOMOBILE

CAPITOLO UNDICESIMO

VALVOLE ELETTRONICHE DI TIPO AMERICANO

CAPITOLO DODICESIMO

VALVOLE ELETTRONICHE DI TIPO EUROPEO

APPENDICE

INDICE DELLE PRINCIPALI FORMULE E DELLE TABELLE

CAPITOLO PRIMO

ELEMENTI BASILARI DI RADIOTECNICA

1. - CARATTERISTICHE DEI SUONI

Alla base della radiofonia vi sono delle onde — onde sonore che si diffondono dagli strumenti musicali e raggiungono i microfoni, onde radio che si propagano dalle antenne trasmittenti, altre onde sonore che si diffondono dagli altoparlanti e raggiungono gli ascoltatori. È tutto un susseguirsi di onde, tanto che si può dire che la radiofonia ha per scopo di trasferire onde sonore dal luogo dove vengono prodotte a molti altri luoghi lontani dove vengono intese, e ciò mediante onde radio.

Le *onde sonore* sono prodotte da *vibrazioni meccaniche*, per esempio quelle di una corda di violino, e si propagano in un mezzo elastico che generalmente è l'aria, ma che potrebbe anche essere un liquido o un solido. L'insieme delle onde sonore forma, mediante l'organo dell'udito, il suono.

Le *onde radio* sono prodotte da *vibrazioni elettriche*, presenti nelle antenne trasmittenti, e si propagano anch'esse in un mezzo elastico, il quale è però lo spazio etereo. Le onde sonore non si propagano nel vuoto. È impossibile sentire il suono di un campanello che venga fatto squillare in uno spazio vuoto d'aria. Le onde radio si propagano invece anche nel vuoto; per la loro diffusione è sufficiente lo spazio, ed è perciò che possono venir irradiate oltre i limiti dell'atmosfera. La presenza dell'aria è indispensabile per la propagazione in essa del suono, non lo è invece per le onde radio.

Tutto ciò per il fatto che le onde sonore sono prodotte da vibrazioni meccaniche, materiali, mentre le onde radio sono prodotte da vibrazioni elettriche, che noi consideriamo immateriali. E così mentre le onde sonore non sono visibili ma sono udibili, le onde radio non sono nè visibili nè udibili.

Lunghezza e ampiezza d'onda.

Per avere una prima idea di ciò che è un'onda basta lasciar cadere un sassolino su uno specchio d'acqua e osservare le onde che si producono intorno al punto di caduta e si allontanano da esso. Si può osservare che ciascuna di queste onde è costituita da due parti, una che si solleva sopra il livello medio dell'acqua tranquilla, fig. 1.1, e che vien detta *semionda positiva*, e un'altra che si abbassa sotto tale livello, e vien detta *semionda negativa*.

La prima osservazione importante è la seguente: la lunghezza d'onda non varia, ossia tutte le onde sono della stessa lunghezza, tanto quelle vicine quanto quelle lontane. Il cerchio dell'onda si allarga sempre più sino ad estinguersi del tutto, ma la lunghezza d'onda è sempre la stessa. Per *lunghezza d'onda* s'intende la distanza fra l'inizio della semionda positiva (D in fig. 1.2) e la fine della semionda negativa (G), oppure — ed è lo stesso — tra le creste di due onde che si susseguono (*A* — *E* o *C* — *G*) o due punti qualsiasi in fase (*B* — *F*).

Ciò che varia è invece l'*ampiezza d'onda* la quale decresce continuamente. Per ampiezza d'onda si intende la distanza tra la cresta o l'avvallamento di una semionda e il livello dell'acqua in riposo. Essa è massima per la prima onda prodotta e minima per l'ultima, la più lontana, oltre la quale l'onda cessa di esistere.

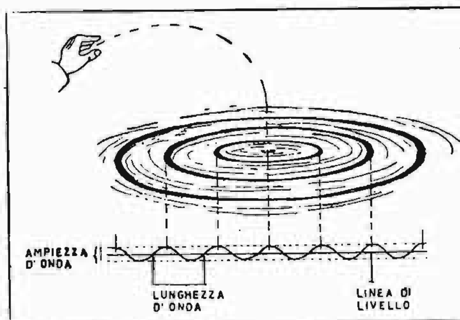


Fig. 1.1. - LUNGHEZZA E AMPIEZZA D'ONDA. La lunghezza d'onda rimane costante mentre l'ampiezza diminuisce con la distanza. Ciò vale anche per le onde sonore e per le onde radio.

Quanto detto per le onde sull'acqua vale anche per le onde sonore, con la differenza che quest'ultime si propagano sfericamente intorno al punto d'origine. Mentre le onde sull'acqua sono costituite da variazioni di livello dell'acqua stessa, le onde sonore consistono in variazioni di pressione dell'aria nella quale si propagano. Alle loro semionde positive corrispondono delle compressioni, mentre a quelle negative corrispondono delle rarefazioni.

I caratteri che distinguono le onde sonore dei diversi suoni sono tre: la *lunghezza*, l'*ampiezza* e la *forma*.

La lunghezza dell'onda sonora determina la nota. Alla nota più bassa del pianoforte corrispondono onde sonore lunghe 1 255 (*) centimetri. Battendo sui tasti del pianoforte non è possibile ottenere onde più lunghe di queste. Alla nota più alta corrispondono invece onde sonore molto corte, di appena 9,77 centimetri.

Battendo sullo stesso tasto si ottengono onde sonore della stessa lunghezza ma non della stessa ampiezza. L'ampiezza dipende dalla forza con cui si batte sul tasto. Mentre dalla lunghezza delle onde dipende la nota musicale, dalla ampiezza dell'onda dipende l'intensità sonora. Un suono basso può essere più debole di un suono acuto, ossia un'onda sonora lunga può essere meno ampia di un'altra corta.

(*) 1 255 indica milleduecentocinquantacinque, secondo la nuova convenzione. Si poteva scrivere 1255 o 1.255. È utile eliminare il punto specie per numeri con più di quattro cifre, per es. 25 000 o 1 250 000, in modo da evitare confusione con i decimali.

La *velocità di propagazione* delle onde sonore è costante, ossia è la stessa per tutte le onde, di qualsiasi lunghezza e ampiezza, ed è di 340 metri al secondo (abb. m/s) nell'aria a 16 °C.

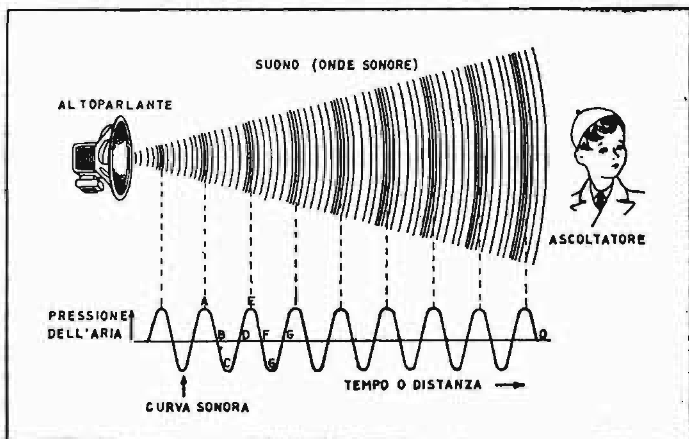


Fig. 1.2. - ONDE SONORE. Un'onda sonora è costituita da una pressione dell'aria (semionda positiva D-F) e da una rarefazione (semionda negativa B-D).

Frequenza e ciclo.

Come detto, le onde sonore sono prodotte da vibrazioni meccaniche. Quelle che si diffondono dal pianoforte, per esempio, sono dovute alle vibrazioni delle corde musicali di questo strumento. Alle varie note corrispondono altrettante corde musicali, di diversa lunghezza e tensione. Le piccole corde, corrispondenti alle note alte, vibrano molto rapidamente; le corde lunghe, corrispondenti alle note basse, vibrano lentamente. Ad ogni vibrazione corrisponde un'onda nell'aria, perciò maggiore è il numero delle vibrazioni maggiore è anche quello delle onde diffuse nell'aria.

Poichè le onde sonore si diffondono tutte con la stessa velocità di 340 m/s, alle vibrazioni rapide corrispondono molte onde corte e alle vibrazioni lente corrispondono poche onde lunghe.

Per indicare la ripetizione periodica del movimento di ciò che vibra si adopera il termine *ciclo*, sicchè ciclo equivale ad una vibrazione completa e anche ad un'onda completa, dall'inizio alla fine. Per *frequenza* s'intende il numero di *cicli al secondo* (c/s). Per esempio di una corda musicale che vibri 27 volte al secondo si dice che la sua frequenza è di 27 cicli al secondo, ossia 27 c/s.

Il termine *periodo* si adopera per indicare il tempo necessario per il compimento

di un ciclo, per cui la frequenza può essere espressa indifferentemente tanto in cicli quanto in periodi.

Per conoscere quale sia la lunghezza in centimetri delle onde sonore prodotte da una vibrazione qualsiasi occorre dividere 34 000 per la frequenza. Se, per es., si vuol sapere quale sia la lunghezza delle onde sonore prodotte da una corda musicale la

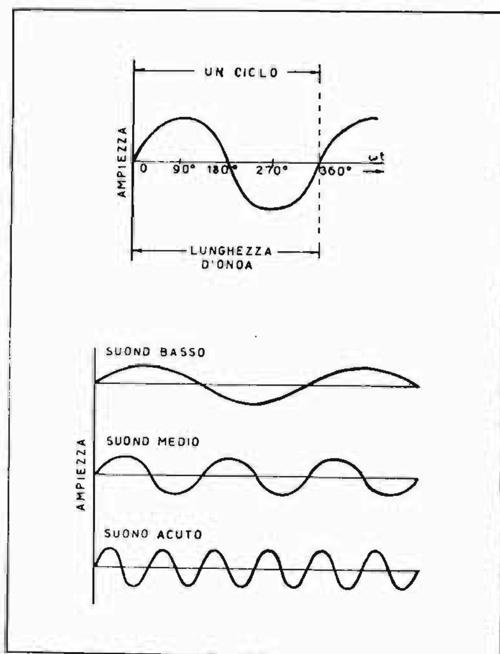


Fig. 1.3. - LUNGHEZZA D'ONDA E NOTA MUSICALE. Più lunga è l'onda più bassa è la nota sonora, e viceversa.

cui frequenza sia di 27 c/s, basta dividere 34 000 per 27. Si ottiene che le corrispondenti onde sonore sono lunghe 1 255 centimetri.

Se invece si tratta di una corda musicale che vibra rapidamente, per es. 3 480 volte al secondo, allora la lunghezza delle onde sonore è di 34 000 : 3 480 = 9,77 centimetri.

In generale la formula è la seguente:

$$\text{Lunghezza d'onda (in cm)} = \frac{\text{Velocità di propagazione (in cm)}}{\text{Frequenza (in c/s)}}$$

Poichè la velocità di propagazione è di 340 metri al secondo, ossia 34 000 centimetri al secondo, risulta che la lunghezza d'onda è data da 34 000 : frequenza.

Spettro udibile e gamme di frequenza sonora.

Il suono più basso che l'orecchio umano possa udire è quello di 16 cicli al secondo, quello più alto giunge sino a 16 000 cicli al secondo. L'insieme di tutte le *frequenze sonore*, da 16 a 16 000 c/s, costituisce lo *spettro udibile*.

La voce umana occupa una parte dello spettro, ossia una *gamma*, che va da 92 c/s a circa 1 200 c/s, e varia da persona a persona. Agli strumenti musicali corrispondono pure varie gamme di frequenza. Quella del contrabasso va, per es., da 42 a 242 c/s, mentre quella dell'ottavino si estende all'altro estremo dello spettro, e va da 530 a 4 700 c/s.

Le onde sonore possono avere frequenze inferiori a quella di 16 c/s, e la gamma fra 0 e 16 c/s vien detta gamma delle *frequenze infrasoniche*. Molto più importante è però la gamma delle frequenze superiori ai 16 000 c/s, poichè va da 16 000 c/s sino a 16 milioni di cicli al secondo. È detta gamma delle *frequenze supersoniche* o gamma degli *ultrasuoni*. Gli insetti, per es., producono e sentono suoni sino a 32 000 c/s. Ultrasuoni a 1 000 000 c/s sono utilizzati per le segnalazioni sottomarine. Gli ultrasuoni sono prodotti con particolari apparecchi, che per ora non possono superare la frequenza di 16 000 000 c/s.

Forma dell'onda sonora.

L'orecchio può distinguere la stessa nota musicale emessa da strumenti diversi poichè onde sonore della stessa frequenza e ampiezza possono però avere forma diversa. Se, per es., tre strumenti diversi, un violino, un violoncello e un trombone, suonano la stessa nota, il DO dell'ottava centrale, la cui frequenza è di 261 c/s, una persona bendata si accorge quando suona il trombone e quando invece suona il violino o il violoncello. La forma d'onda consente di distinguere i vari strumenti e le varie voci.

In A) di fig. 1.4 è indicata la curva sonora semplice corrispondente al DO dell'ottava centrale, quale potrebbe essere ottenuta con un diapason. In B) C) e D) sono indicate le tre curve della stessa nota ottenuta da un violino, da un violoncello e da un trombone. La curva semplice vien detta curva *sinusoidale* o anche curva *armonica semplice*, ed esprime il moto pendolare semplice. Si otterrebbe una curva simile se sotto il pendolo di un orologio si facesse scorrere un nastro di carta.

Le variazioni presenti nella curva semplice, indicate in B) C) e D) si rincorrono ad intervalli perfettamente regolari, ed è per questa loro regolarità che esse indicano *suoni*; se queste regolarità mancano non vi sono suoni, ma *rumori*.

I suoni di tutti gli strumenti musicali, come pure di tutte le voci, non sono sem-

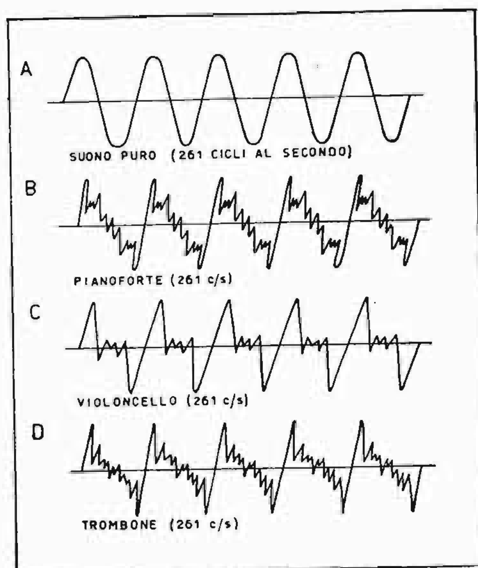


Fig. 1.4. - FORMA DELL'ONDA SONORA. Nei quattro esempi la lunghezza d'onda e la frequenza sono le stesse, varia solo la forma dell'onda sonora.

plici, sono suoni composti. Il suono semplice è paragonabile all'acqua distillata, alla linea retta, all'elemento chimico semplice; i suoi composti sono paragonabili a figure disegnate o a composti chimici. Però le figure e i composti chimici sono costituiti di elementi semplici. Nello stesso modo, i suoni composti sono costituiti da un insieme, da una *fusione*, di suoni semplici.

Le armoniche.

Un suono composto è costituito da due o più suoni semplici, dei quali quello a frequenza più bassa è detto *fondamentale*. Gli altri suoni semplici costituiscono le *armoniche* del suono fondamentale, e la loro frequenza è sempre un multiplo esatto di quella fondamentale. Così, per es., se la frequenza fondamentale è di 100 c/s, quella degli altri suoni dovrà essere di 200 c/s, 300 c/s, 400 c/s, 500 c/s, ecc., ma non mai quella, per esempio, di 347 c/s o di 483 c/s.

Si suol dire che la *prima armonica* è costituita dalla stessa frequenza fondamentale del suono (per es. di 100 c/s), la *terza armonica* frequenza tripla (per es. 300 c/s), la *quarta armonica* frequenza quadrupla (per es. 400 c/s), la *quinta armonica* frequenza quintupla (per es. 500 c/s) e così di seguito.

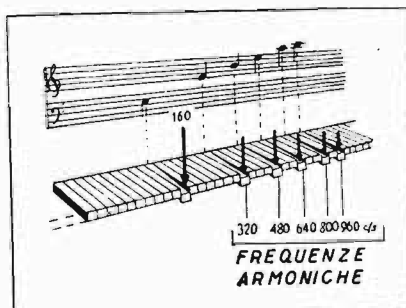


Fig. 1.5 A. - FREQUENZA FONDAMENTALE E SUE FREQUENZE ARMONICHE.

Un suono può essere formato dalla sua frequenza fondamentale accompagnata da una qualsiasi delle sue armoniche o da più di una. Per es. può essere presente la terza ar-

monica soltanto, oppure possono essere presenti la seconda, la quarta e la quinta. Ciascuna di queste armoniche ha la sua propria ampiezza, sicchè dall'insieme delle armoniche risulta il suono caratteristico dei vari strumenti e delle diverse persone.

In A) di fig. 1.5 B è indicata la curva di un suono composto. La sua frequenza fondamentale, segnata in B), è di 100 c/s; essa è accompagnata da due armoniche, la terza segnata in C) e la quinta in D). L'insieme delle tre curve B) D) e C) forma la curva composta A), la quale risulta quella segnata oltre che dalla frequenza delle armoniche anche, come si può osservare dalla figura, dalla diversa ampiezza delle stesse. Basterebbe che variasse la sola ampiezza di una delle armoniche per alterare completamente la curva, ossia per dare al suono un carattere diverso.

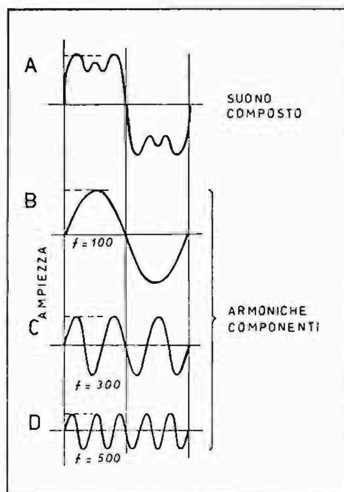


Fig. 1.5 B. - COMPOSIZIONE DEI SUONI
La forma dell'onda sonora A dipende dalla frequenza fondamentale B e dalle armoniche della stessa C e D che la accompagnano.

La distorsione sonora.

Per distorsione s'intende l'alterazione della forma d'onda dei suoni. Durante la propagazione dei suoni nell'aria essi vengono distorti poichè le frequenze elevate vengono assorbite prima di quelle basse, e per varie altre ragioni. Durante la registrazione fonografica e la ripresa radiofonica i suoni vengono alterati anzitutto dal microfono, data l'impossibilità da parte sua di vibrare in modo perfettamente corrispondente alla forma d'onda di tutti i suoni. La trasmissione radiofonica è limitata a 4 500 c/s; in Europa nessuna trasmittente può irradiare frequenze sonore più elevate, e ciò implica distorsione per soppressione di frequenze armoniche elevate, le quali per gli strumenti musicali giungono a 10 000 c/s. A loro volta gli apparecchi radiofonici non possono riprodurre che limitate gamme di frequenze, in media da 100 a 3 000 c/s. Gli altoparlanti non riproducono fedelmente le varie forme d'onda ma tendono ad esaltare certe frequenze ed a diminuire certe altre, ed anche ciò è causa di distorsione.

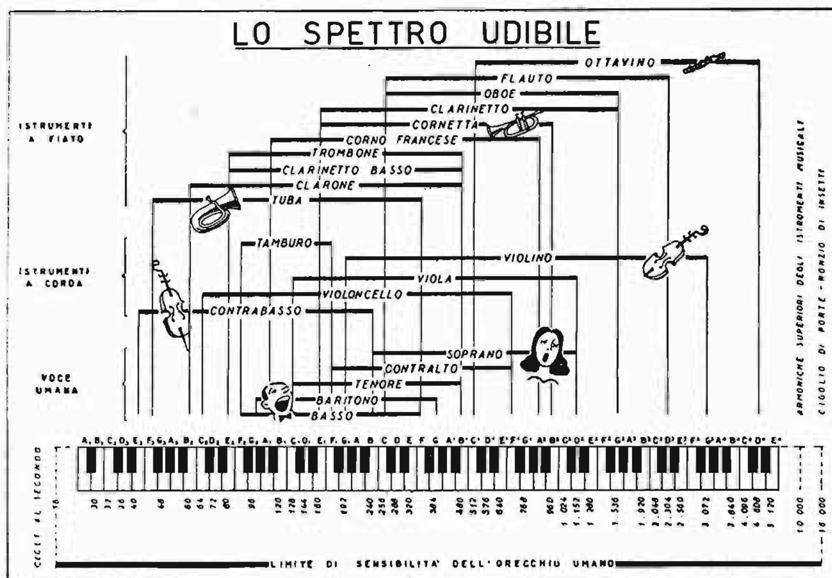


Fig. 1.6. - GAMME DI FREQUENZA DELLE VOCI E DEI SUONI DEI PRINCIPALI STRUMENTI.

2. - CARATTERISTICHE DELLE CORRENTI ELETTRICHE

Il funzionamento delle stazioni radio-trasmittenti e quello degli apparecchi radio-riceventi dipende da varie correnti elettriche presenti nei loro circuiti. È necessario accennare prima alle correnti elettriche e poi alle onde radio per il fatto che è con una particolare corrente elettrica, la corrente oscillante, che si ottiene la diffusione delle onde radio dalle antenne trasmittenti. Nella trasmissione radiofonica si passa dalle onde sonore alle correnti elettriche, e dalle correnti elettriche alle onde radio. Nella ricezione avviene l'inverso, e dalle onde radio si passa alle correnti elettriche, per passare poi da queste alle onde sonore.

A) La corrente elettrica e il fenomeno di conduzione.

Per **corrente elettrica** s'intende il passaggio di elettroni lungo un filo conduttore, e per **elettroni** s'intendono le ultime indivisibili particelle di elettricità negativa. Il fatto per cui gli elettroni possono scorrere lungo un conduttore è detto *fenomeno di conduzione*.

È nell'uso adoperare il termine di corrente elettrica quando gli elettroni scorrono sulla superficie di un conduttore, e di adoperare quello di **corrente elettronica** quando gli stessi elettroni percorrono uno spazio vuoto, per esempio quello nell'interno delle valvole elettroniche.

Gli elettroni sono presenti nei conduttori anche quando non vi è nessuna corrente elettrica, in questo caso essi si muovono in tutti i sensi, e sono detti *elettroni liberi*. Affinchè si formi una corrente elettrica lungo un filo conduttore è necessario che ai suoi estremi vi sia uno squilibrio di elettroni, ossia è necessario che ad un suo estremo vi sia un eccesso di elettroni, più di quanti sono normalmente, e che all'altro estremo vi sia mancanza di elettroni, meno di quanti vi sono normalmente. Per ottenere uno squilibrio di elettroni basta strofinare un bastone di vetro con un panno. Dopo lo strofinio vi è mancanza di elettroni sul vetro ed eccesso di elettroni sul panno, vi sono tanti elettroni in più sul panno quanti sono quelli che mancano sul vetro, in seguito a ciò il bastone di vetro possiede un **potenziale elettrico positivo** (mancanza di elettroni) mentre il panno possiede un **potenziale elettrico negativo** (eccesso di elettroni). Il vetro cattura elettroni dall'aria e perde il suo potenziale dopo un certo tempo; il panno disperde elettroni nell'aria e perde anch'esso il suo potenziale dopo un certo tempo.

Uno squilibrio di elettroni, ossia una differenza di potenziale tra due punti, si ottiene in svariati altri modi. Basta, per esempio, immergere nell'acqua salata o acidulata una lastrina di rame e, ad una certa distanza da essa, una lastrina di zinco. Sulla lastrina di rame si determina una mancanza di elettroni (*polo positivo*), mentre su quella di zinco si produce un eccesso di elettroni (*polo negativo*). È questa la **pila elettrica** inventata da Alessandro Volta verso il 1800.

Nella pila si produce un dislivello di elettroni per via chimica, e ciò per il fatto che vi è in essa una forza capace di determinare lo spostamento di elettroni da un polo all'altro, dal rame allo zinco, e che vien detta *forza elettromotrice*. Per effetto della forza elettromotrice si determina un dislivello elettrico, ossia una **differenza di potenziale elettrico**, tra il rame e lo zinco, i due poli della pila.

A questa differenza di potenziale elettrico si dà comunemente il nome di **tensione elettrica.** Sicchè la forza elettromotrice presente nella pila determina ai suoi poli una tensione. A sua volta la differenza di potenziale, ossia la tensione, produce una corrente elettrica, in quanto gli elettroni in eccesso sul polo negativo tendono a passare al polo positivo, dove sono fortemente richiamati.

Se ai poli della pila si collega una lampadina elettrica, gli elettroni passano dal polo negativo a quello positivo, attraversano il filamento della lampadina e lo riscaldano.

La forza elettromotrice della pila è un po' simile a quella meccanica di una pompa che prelevi acqua da un serbatoio inferiore e la spinga in un serbatoio superiore, come in fig. 1.7. La pompa è a funzionamento automatico, entra in azione non appena si apre il rubinetto e fa scendere l'acqua dal serbatoio alto (polo positivo) a quello basso (polo negativo). Le tubature lungo le quali l'acqua scorre costituiscono il **circuito.** Nella figura è indicato il percorso dell'acqua lungo le tubature, e quello nel breve

tratto tra il rubinetto e la vaschetta sottostante. La corrente d'acqua lungo le tubature è simile alla *corrente elettrica*, quella che passa dal rubinetto alla vaschetta è simile alla *corrente elettronica*. L'acqua è sempre la stessa, e non fa altro che circolare lungo le tubature e passare da un serbatoio all'altro.

Quando nell'interno della pila la forza elettromotrice si è estinta non vi è più differenza di potenziale tra i suoi poli, ossia non vi è più tensione, e si suole dire che la tensione è zero e che la pila è scarica.

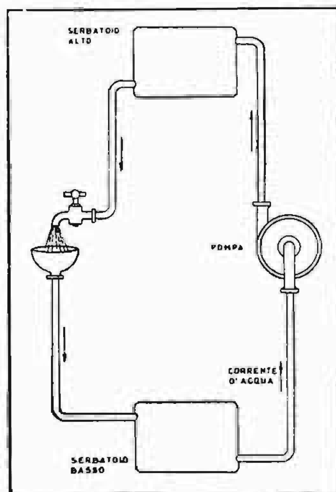


Fig. 1.7. - SIMILITUDINE IDRAULICA DI CIRCUITO A CORRENTE CONTINUA. Nelle tubature, la corrente d'acqua può fluire in un senso solo.

L'**intensità della corrente elettrica** dipende dalla tensione che l'ha prodotta e dalla resistenza che essa incontra nel circuito. Se i due poli di una pila vengono collegati insieme con un filo di rame, allora la corrente non incontra alcuna resistenza e tutti gli elettroni in eccesso si riversano dal polo negativo a quello positivo. Si suol dire che in tal caso la pila è in *cortocircuito*. In questa condizione essa si scarica rapidamente.

La tensione elettrica viene misurata con il *voltmetro* e per effettuare questa misura si adopera come unità il **volt** (V). L'intensità di corrente si misura invece con l'*amperometro*, e per unità di misura si adopera l'**ampere** (A). Infine per misurare la resistenza si adopera l'*ohmmetro* e si usa per unità di misura l'**ohm** (Ω).

L'intensità di corrente aumenta con l'aumentare della tensione e diminuisce con l'aumentare della resistenza, ed è data dalla relazione seguente che esprime la **legge di Ohm:**

$$\text{Intensità di corrente (in ampere)} = \frac{\text{Tensione (in volt)}}{\text{Resistenza (in ohm)}}$$

Dalla quale si ricavano le seguenti altre:

$$\text{Resistenza} = \frac{\text{Tensione}}{\text{Intensità}} \quad \text{e} \quad \text{Tensione} = \text{Intensità} \times \text{Resistenza.}$$

Così, per es., la tensione di una comune pila da lampadina tascabile è di 4,5 V, mentre la corrente che deve scorrere nel filamento della lampadina è di 0,1 A affinchè esso si accenda normalmente. È facile sapere quale sia la resistenza del filamento, dato che risulta da 4,5 : 0,1 = 45 ohm. Se la tensione della pila diminuisce, e scende

per es. a 3 V, allora la corrente che fluisce nel filamento non è più quella necessaria di 0,1 A, ma è invece quella di 3 : 45 = 0,066 A. Se, all'opposto invece di adoperare una pila da 4,5 V se ne adopera un'altra da 18 V, allora la corrente nel filamento è eccessiva, è di 0,4 A, e il filamento si fonde, ossia la lampadina si « brucia ».

Vi sono lampadine fabbricate per dare un'intensità luminosa maggiore, il cui filamento richiede 0,2 A per accendersi normalmente. La loro resistenza è di 4,5 : 0,2 = = 22,5 ohm. L'intensità di luce che può dare una lampadina dipende dalla sua *potenza* per indicare la quale si adopera quale unità il **watt** (W). La potenza è data dalla tensione moltiplicata per l'intensità di corrente, ossia:

Potenza (in watt) = Tensione (in volt) × Intensità (in ampere).

Così ad esempio la potenza della prima lampadina è di 4,5 × 0,1 = 0,45 watt; quella della seconda è di 4,5 × 0,2 = 0,9 watt. La potenza di una lampadina da faro d'auto è di 12 watt, ed il suo filamento è percorso da una corrente di 1 ampere.

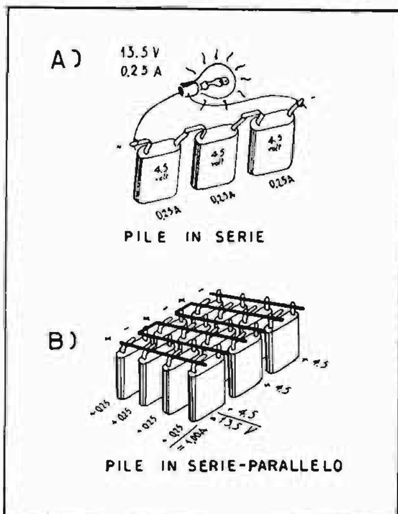


Fig. 1.8. - COLLEGAMENTI IN SERIE (A), IN PARALLELO (B) E IN SERIE-PARALLELO (B). In serie si sommano le tensioni, in parallelo si sommano le intensità di corrente.

Per illuminare una stanza si adopera una lampadina di 100 watt, e si preleva la corrente dalla rete-luce, tra i fili della quale vi è una tensione che varia da una località all'altra, e che in generale è di 110 o 125 o 160 o 220 volt. Ovunque però le lampadine di 100 watt forniscono la stessa intensità luminosa poichè più alta è la tensione più alta è anche la resistenza del loro filamento, e più bassa è la corrente che scorre in esso. Essa è di 0,9 A se la tensione è di 110 V, di 0,8 A se la tensione è di 125 V, di 0,62 A se la tensione è di 160 V e di 0,45 A se la tensione è di 220 V.

La potenza indica l'energia elettrica che l'apparecchio è in grado di *consumare*. Il consumo di un normale apparecchio radio è di 50 watt, quello di un fornello elettrico di 150 watt, quello di una stufa di 1 000 watt. Il consumo di una stazione radiotrasmittente può essere per es. 100 000 watt, ossia di 100 chilowatt (100 kW).

La tensione di due o più pile può venir sommata collegando le pile **in serie,** *il* polo di una con quello di segno opposto dell'altra; in tal modo, si può, ad es.,

accendere una lampadina da 13,5 V e da 0,25 A con tre pile a secco da 4,5 V, come in A) di fig. 1.8. Anche l'intensità di corrente di due o più pile può venir sommata, collegando insieme i poli dello stesso segno. Le pile così collegate risultano **in parallelo.** Parte delle pile può venir collegata in serie, ed un'altra parte in parallelo, e ne risulta un collegamento **in serie-parallelo.** come quello in B) della stessa figura.

B) La corrente alternata e il fenomeno di induzione.

La corrente alternata oltre a scorrere lungo i fili conduttori come la corrente continua, può anche passare da un circuito ad altro circuito vicino, senza che tra di essi vi sia alcun collegamento diretto, cosa che alla corrente continua è impossibile. Questo avviene per *fenomeno di induzione* ed è dovuto alla caratteristica della **corrente alternata** di mutare periodicamente d'intensità e di senso. Essa scorre lungo i conduttori con andamento ondoso sinusoidale, conseguenza della produzione con macchine rotanti.

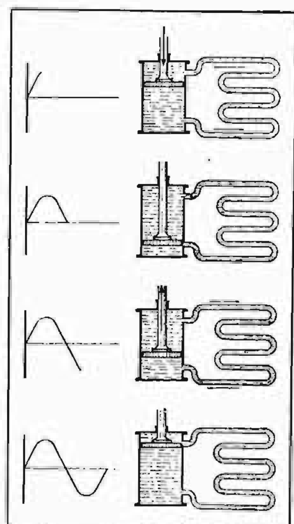


Fig. 1.9. - SIMILITUDINE IDRAULICA DI CIRCUITO A CORRENTE ALTERNATA. Nella tubatura la corrente elettrica fluisce nei due sensi.

Mentre l'onda sonora è prodotta, come detto, da una vibrazione meccanica che si propaga nell'aria, l'alternanza di corrente è prodotta da una fluttuazione ritmica della differenza di potenziale, ossia da una *tensione alternata.* Sicchè la corrente alternata è costituita da un susseguirsi di alternanze, ossia di *onde di corrente.*

La *frequenza* di queste alternanze è bassa, e va da 16 a 25 cicli al secondo per la corrente della rete-trazione, ed è di 42 o di 50 c/s per quella della rete-luce.

Nell'analogia con la corrente d'acqua entro tubature, al posto della pompa rotante di fig. 1.7 va immaginato uno stantuffo il quale sospinga l'acqua, che nelle tubature è sempre la stessa, ora in un senso ed ora in senso opposto, come in fig. 1.9. Ma mentre la corrente d'acqua mossa dalla pompa, a movimento unidirezionale, può passare dal rubinetto alla vaschetta, quella mossa dallo stantuffo non può passare dalla vaschetta al rubinetto. Ora, la corrente elettronica presente nelle valvole radio è unidirezionale, va sempre da un catodo incandescente ad altro a tensione positiva, ed è perciò che tali valvole richiedono tensioni continue ai loro elettrodi per poter funzionare. Ne risulta che l'apparecchio radio deve funzionare con pile come nei primi tempi, oppure deve essere provvisto di un apposito raddrizzatore, in grado di fornire corrente continua prelevando quella alternata dalla rete-luce.

Va tenuto conto che le valvole elettroniche richiedono tensioni continue superiori a quella alternata della rete-luce. È possibile applicare ad esse tensioni continue superiori alla tensione alternata disponibile poichè la tensione alternata può venir facilmente elevata oppure ridotta, appunto per il particolare fenomeno di induzione. È possibile, per esempio, accendere una lampadina da 6 V con la tensione della rete-luce di 125 V. Occorre adoperare un **trasformatore di tensione,** costituito, come indicato dalla fig. 1.10, da un mazzetto di fili di ferro, o lamine di ferro, che ne costituiscono il *nucleo magnetico*, e da due avvolgimenti disposti sopra di esso. Uno di questi avvolgimenti va collegato alla rete-luce e deve essere costituito da molte spire di filo di rame sottile. È detto *primario*. L'altro va collegato ai capi della lampadina e deve essere di poche spire di filo di rame più grosso. È detto *secondario*.

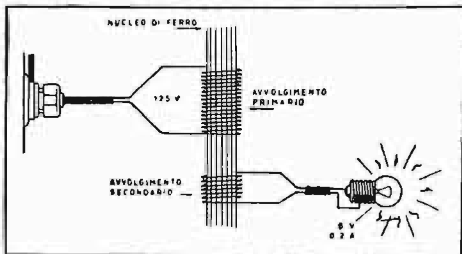


Fig. 1.10. - ESEMPIO DI TRASFORMATORE DI TENSIONE ALTERNATA. La tensione della rete-luce (p. e. 125 V) viene ridotta in quella necessaria per l'accensione di una piccola lampadina (p. e. 6 V).

Per effetto di induzione elettromagnetica, nell'avvolgimento secondario è presente una corrente alternata la cui tensione dipende dal rapporto tra le spire dei due avvolgimenti. Se, come nell'esempio, la tensione deve venir ridotta da 125 a 6 V ossia deve venir ridotta 125 : 6 = 21 volte circa, e se le spire dell'avvolgimento primario sono 1 050 quelle del secondario devono essere 1 050 : 21 = 50 spire. Il rapporto tra le due tensioni, primaria e secondaria, è detto *rapporto di trasformazione*, e nel caso dell'esempio è di 21.

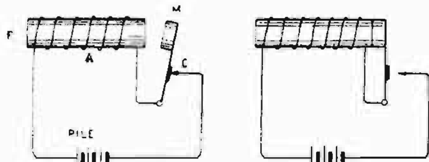


Fig. 1.11. - PRINCIPIO DELL'INTERRUTTORE AUTOMATICO. Il martelletto M è in continuo movimento, come avviene nel campanello e nel rocchetto d'induzione.

La tensione può venir anche elevata, ed a tale scopo il numero di spire del secondario deve essere proporzionatamente maggiore di quello dell'avvolgimento primario.

I normali apparecchi radio possiedono un trasformatore di tensione con un primario e due secondari, uno per elevare la tensione da quella della rete-luce ad altra di circa 300 V, e l'altro per ridurla alla tensione di accensione delle valvole elettroniche, che è di 6,3 V.

Un altro tipo di trasformatore di tensione — che ebbe grande importanza durante i primi venticinque anni della radiotecnica, poichè servì di base a tutte le prime stazioni trasmittenti radiotelegrafiche, come si vedrà in seguito — è il *rocchetto d'indu-*

zione o **rocchetto di Ruhmkorff.** Mentre il comune trasformatore di tensione può funzionare soltanto con tensione alternata, il rocchetto di Ruhmkorff può elevare la tensione continua, mediante rapidissime interruzioni della corrente continua presente nel suo avvolgimento primario, e che vien detta corrente *intermittente.* Il rocchetto di Ruhmkorff viene largamente impiegato ovunque è necessaria una elevata tensione continua, e in genere per far scoccare scintille elettriche nell'aria (prime emittenti radiotelegrafiche) o nel vuoto (tubi a raggi X).

La corrente continua può venir rapidamente interrotta mediante un *vibratore,* il cui principio è quello del campanello elettrico, e che è illustrato dalla fig. 1.11. A sinistra è indicato un nucleo di ferro F — è formato da un fascio di fili di ferro dolce — intorno al quale è avvolto un filo di rame isolato *A.* la corrente continua da interrompere è quella fornita da una batteria di pile, essa passa attraverso il contatto C del vibratore e scorre lungo il filo avvolto intorno al nucleo di ferro. Per questo fatto il nucleo di ferro si magnetizza e attira a sè il martelletto di ferro *M* — a destra nella stessa figura — fissato ad una molla elastica. Il movimento del martelletto causa l'apertura del circuito, la corrente cessa di passare ed il nucleo di ferro perde la forza magnetica acquistata per la presenza della corrente elettrica. Venuta a cessare l'attrazione, il martelletto ritorna al punto di riposo, come indicato a sinistra; in tal modo chiude il circuito e la corrente riprende a scorrere nell'avvolgimento magnetizzando un'altra volta il nucleo, che riattira a sè il martelletto. In genere, al posto del martelletto vi è una lamina di ferro che può vibrare molto rapidamente, e la cui frequenza di vibrazione può essere regolata variandone la distanza dal nucleo, mediante una vite.

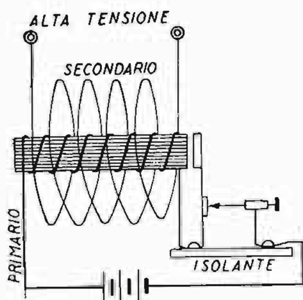


Fig. 1.12. - PRINCIPIO DEL ROCCHETTO D'INDUZIONE (ROCCHETTO DI RUHMKORFF).

Il rocchetto di Ruhmkorff, fig. 1.12, è provvisto di un secondo avvolgimento — il *secondario* — posto sopra quello percorso dalla corrente intermittente — il *primario* —. La tensione presente ai capi del secondario è tanto più elevata rispetto quella del primario quanto maggiore è il rapporto di trasformazione, ossia il rapporto tra il numero di spire secondarie per quello delle spire primarie. Se la tensione della batteria di pile è di 45 V, e se il rapporto di trasformazione è di 1 000, la tensione ai capi del secondario è di circa 45 000 volt, ciò che consente particolari applicazioni. Maggiore è il rapporto di trasformazione, maggiore è l'ingombro del secondario e più accurato deve essere l'isolamento tra i vari strati di spire. In media, i rocchetti di Ruhmkorff consentono di ottenere tensioni secondarie da 10 000 a 30 000 volt; solo rocchetti molto voluminosi e di costo elevato possono fornire tensioni sino a 50 000 volt.

La corrente alternata può passare da un circuito ad un altro vicino anche in modo

diverso da quello descritto, e ciò per effetto di *induzione elettrostatica*, esso pure di basilare importanza per la radiotecnica.

È ben noto che gli isolanti non consentono il passaggio alla corrente elettrica, per cui se, come in B) di fig. 1.13 si interrompe uno dei due fili che vanno ad una

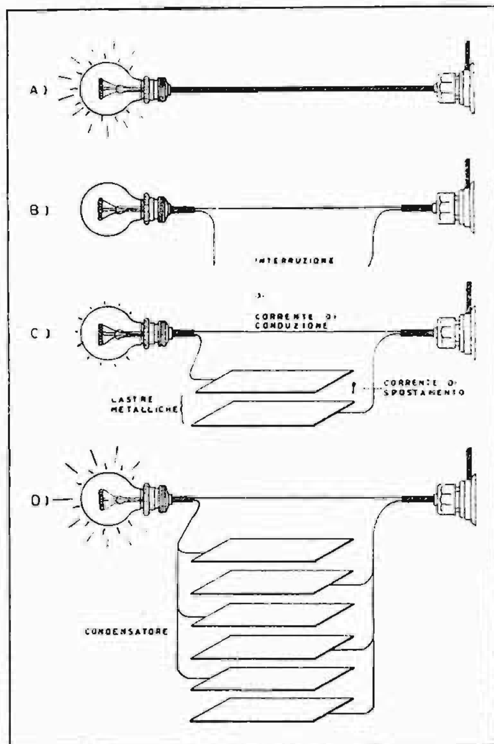


Fig. 1.13 A. - **PRINCIPIO DEL CONDENSATORE.** Gli isolanti (p. e. l'aria) consentono il passaggio della corrente alternata mediante il condensatore. L'intensità di corrente dipende dalla capacità del condensatore.

lampadina elettrica accesa, la lampadina si spegne, poichè la corrente elettrica non può passare attraverso l'aria che è isolante. Per riaccendere la lampadina occorre ristabilire il contatto, oppure ricorrere ad un altro espediente. Esso consiste nel prendere due grandi lastre metalliche e di porle una di fronte all'altra. Se ciascuna lastra metallica è collegata ad un capo del filo spezzato, la lampadina si riaccende debol-

mente. L'interruzione esiste ancora poichè le due lastre metalliche non sono in contatto, tra di esse c'è l'aria, eppure nonostante ciò la lampadina si riaccende. Si potrebbe pensare che la corrente elettrica presente nei fili della rete-luce possa passare attraverso l'aria, da una lastra all'altra, ma ciò non avviene. Avviene invece qualche cosa d'altro, che è molto importante.

Per effetto delle due lastre metalliche affacciate, lo strato d'aria interposto tra di esse si comporta come una membrana elastica. Se la corrente d'illuminazione è continua, la membrana si sposta da un lato e non si muove più, ossia se la corrente è continua la lampadina non si riaccende. Ma se la corrente d'illuminazione è alternata, allora la membrana segue le alternanze della corrente, e poichè segue tali alternanze una corrente elettrica è presente anche nel filamento della lampadina che perciò si accende.

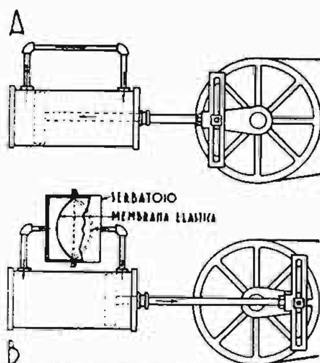


Fig. 1.13 B. - SIMILITUDINE IDRAULICA DI CONDENSATORE IN CIRCUITO A CORRENTE ALTERNATA. Il condensatore si comporta come una membrana elastica.

L'accensione della lampadina è proporzionata alla superficie delle lastre metalliche e alla distanza tra di esse. Piccole lastre si comportano come una piccola membrana, e la corrente può essere insufficiente a riscaldare il filamento della lampadina. Se le lastre sono grandi, la corrente è più intensa; è possibile anche collegare molte lastre tra di loro anzichè usare due di dimensioni eccessive, come in D) di fig. 1.13. Maggiore è il numero delle lastre, maggiore è l'accensione della lampadina. Se le lastre affacciate sono moltissime, l'accensione è pressochè eguale a quella ottenibile con i due fili in contatto ossia come se l'interruzione non ci fosse più.

L'accensione dipende anche dalla distanza a cui si trovano le lastre; è tanto maggiore quanto più le lastre sono vicine, ossia quanto più sottile è lo strato d'aria interposto, appunto come nel caso di una membrana, i cui movimenti sono tanto più facili quanto più essa è sottile. C'è però il pericolo che si spezzi, ed infatti se le lastre sono molto vicine è possibile che tra di esse scocchino scintille, ossia che l'isolante vada in cortocircuito.

Nello strato d'aria non vi è alcun passaggio di corrente elettrica, vi è invece una variazione ritmica del campo elettrico. Ciò avviene nell'aria come in qualsiasi altro isolante, per cui tra le lastre metalliche può venir collocata una sottile lastrina di vetro, di ebanite, di quarzo, oppure un foglio di mica o di carta, poichè anche la carta è isolante. Oppure le due lastre metalliche possono venir immerse nell'olio d'oliva, di paraffina, ecc., il quale è pure isolante. L'isolante utilizzato a tale scopo, posto cioè tra le due lastre metalliche vien detto *dielettrico*. Le lastre metalliche con il loro

dielettrico formano il CONDENSATORE. Le lastre metalliche del condensatore vengono dette *armature*.

La corrente elettrica che fluisce lungo i fili conduttori vien detta *corrente elettrica di conduzione*, mentre quella apparente attraverso il condensatore vien detta *corrente dielettrica* o *corrente di spostamento*.

Anche il vuoto è però un isolante, anzi è un perfetto isolante, ed infatti si può formare un condensatore tra le armature del quale il dielettrico sia il vuoto. La variazione periodica del campo elettrico avviene perciò anche nel vuoto, come in qualsiasi altro isolante, anzi meglio che in qualsiasi isolante.

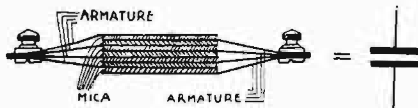


Fig. 1.14. - ESEMPIO E SIMBOLO DI CONDENSATORE.

Poichè nel dielettrico di un condensatore qualsiasi vi è energia elettrica in movimento, ossia poichè in esso vi è un continuo susseguirsi di *onde di corrente elettrica*, il sommo fisico inglese James Clerk Maxwell (1831-1879) previde che in avvenire sarebbe stato possibile diffondere nello spazio onde elettriche, e ciò in qualche modo che a quell'epoca egli non conosceva, previde cioè la scoperta delle *onde radio*, esponendo tale previsione nel suo *Trattato di Elettricità* e *Magnetismo* pubblicato ad Oxford nel 1875. Le onde radio vennero scoperte 13 anni dopo.

C) La corrente oscillante e il fenomeno di radiazione.

Alla base della radiotecnica vi è una particolare corrente elettrica simile alla corrente alternata, dalla quale differisce per la frequenza assai più elevata, che da qualche decina di migliaia di cicli al secondo va ad oltre dieci miliardi di cicli al secondo. Le rapide variazioni di intensità e di senso di questa corrente sono dette *oscillazioni*, ed essa è detta **corrente oscillante.** La sua è *alta frequenza* (AF) o *radio frequenza* (RF).

Per effetto dell'alta frequenza della corrente oscillante ad essa corrisponde un terzo fenomeno, oltre a quello di conduzione e di induzione caratteristici della corrente alternata, ed è il *fenomeno di radiazione*. Per tale fenomeno essa può venir trasferita da un circuito oscillatorio ad altro circuito lontano, anche se la distanza tra i due circuiti è molto grande.

3. - CARATTERISTICHE DELLE ONDE RADIO

Le onde radio.

L'energia elettrica ad alta frequenza ossia *l'energia radioelettrica* può venir diffusa nello spazio inviando corrente oscillante ad un apposito sistema radiante detto *antenna*. La propagazione nello spazio avviene sotto forma di *onde radio* dette anche

radioonde oppure *onde hertziane*, *onde elettromagnetiche*, *onde elettriche*. Un tempo, quando il termine *radio* non era ancora entrato nell'uso, venivano dette anche *oscillazioni elettromagnetiche* o *oscillazioni elettriche*.

La *radiotecnica* ha per scopo lo studio teorico e le applicazioni pratiche delle correnti oscillanti e delle onde radio.

Le onde radio sono caratterizzate dalla *lunghezza d'onda* e dall'*ampiezza*. Il significato di questi termini è stato indicato nelle prime pagine. Esse si propagano con velocità costante, la stessa per tutte le onde radio, senza distinzione di lunghezza d'onda o di ampiezza, e senza distinzione di direzione e di distanza dal punto di emissione. Tale velocità è quella stessa della luce e di tutte le altre *radiazioni*, ed è di 300 000 chilometri al secondo. (Secondo le misure fatte da Michelson nel 1926 essa è di 299 796 km/s, e secondo quelle effettuate da Houston nel 1938 è di 299 761 km/s).

Il mezzo nel quale le onde radio si propagano è lo spazio stesso, inteso come entità fisica reale. Un tempo si supponeva che lo spazio vuoto fosse in realtà pieno di un fluido specialissimo, detto *etere cosmico*; oggi si ritiene che tale fluido non esista, o meglio che non vi sia distinzione tra di esso e lo spazio. Mentre le onde sonore si propagano nell'aria, ed in genere nei gas, nei liquidi e nei solidi, ma non possono propagarsi nello spazio cosmico, in assenza di materia, le onde radio si propagano esclusivamente nello spazio, il quale è onnipresente entro i confini dell'universo.

Le onde radio, come la luce e tutte le altre radiazioni, nonchè la forza di gravità, ecc., consistono in deformazioni dello spazio, deformazioni che per le onde radio e le radiazioni sono periodiche e si propagano in esso in modo uniforme e costante. Mentre la velocità delle onde sonore varia a seconda del mezzo di propagazione (è di 340 m/s nell'aria e di 1 460 m/s nell'acqua di mare), quella delle onde radio non può variare in quanto il mezzo di propagazione è uno solo, lo spazio cosmico. Inoltre, mentre le onde sonore non possono venir prodotte in assenza di materia, le onde radio vengono prodotte indipendentemente dalla presenza dell'aria o di altro mezzo materiale. Per questa ragione esse si possono diffondere oltre i limiti dell'atmosfera e possono venir prodotte nello spazio vuoto.

La lunghezza d'onda delle onde radio rimane costante durante la propagazione, mentre diminuisce invece la loro ampiezza, dato l'assorbimento da parte della materia. Nello spazio vuoto conservano inalterate la lunghezza d'onda e l'ampiezza, per cui possono superare le distanze cosmiche, come avviene per le altre radiazioni. L'assorbimento delle onde radio da parte della materia è in funzione della conduttività elettrica. Esse possono attraversare corpi isolanti — il vuoto è un isolante perfetto — ma non possono attraversare corpi conduttori, poichè si estinguono determinando in essi correnti oscillanti di frequenza proporzionale alla loro lunghezza d'onda, e della loro stessa ampiezza. Tali correnti oscillanti sono identiche a quelle utilizzate per ottenere la diffusione delle onde radio nello spazio, e variano solo per la minore ampiezza.

È su questa caratteristica delle onde radio di produrre correnti oscillanti, dopo essere state prodotte da esse, che si basano tutte indistintamente le *radiocomunica-*

zioni, ossia le comunicazioni a distanza di segnali, di voci e di suoni, mediante le onde radio.

Metri, chilocicli e megacicli.

A ciascun ciclo della corrente oscillante corrisponde un'onda radio nello spazio, la cui lunghezza dipende dalla velocità di propagazione, come avviene anche per le onde sonore. Poichè tale velocità (v) è costante, tra la frequenza (g) e la lunghezza d'onda (λ) esiste la relazione: $\lambda = v/f$.

Essendo v = 300 000 chilometri al secondo, risulta:

$$\text{Lunghezza d'onda (in metri)} = \frac{300\,000\,000}{\text{Frequenza (in cicli)}}$$

$$\text{Lunghezza d'onda (in metri)} = \frac{300\,000}{\text{Frequenza (in chilocicli)}}$$

$$\text{Lunghezza d'onda (in metri)} = \frac{300}{\text{Frequenza (in megacicli)}}$$

Per *chilociclo* (kc o kc/s) s'intendono 100 cicli, e per *megaciclo* (Mc o Mc/s) s'intendono 1 000 chilocicli.

In tal modo, alla frequenza di 100 chilocicli corrisponde la lunghezza d'onda di 3 000 metri, dato che 300 000 : 100 = 3 000, ossia alla corrente oscillante a 100 chilocicli al secondo corrispondono 100 mila onde radio al secondo, irradiate dall'antenna una di seguito all'altra, e la lunghezza di ciascuna delle quali è di 3 000 metri.

Viceversa alla frequenza di 3 000 chilocicli al secondo corrisponde la lunghezza d'onda di 100 metri, ciò significa che durante ciascun secondo 3 milioni di onde radio lunghe 100 metri ciascuna raggiungono l'antenna ricevente, e determinano in essa una corrente oscillante alla frequenza di 3 000 chilocicli, un ciclo per ciascuna onda radio.

Nello stesso modo alla frequenza di 100 megacicli corrispondono onde radio di 3 metri, dato che 300 : 100 = 3 e ciò significa che l'antenna trasmittente irradia nello spazio, durante ciascun secondo, 100 milioni di onde radio, una dopo l'altra, ciascuna di 3 metri di lunghezza. Nell'antenna ricevente questi 100 milioni di onde radio di 3 metri determinano una corrente oscillante la cui fre-

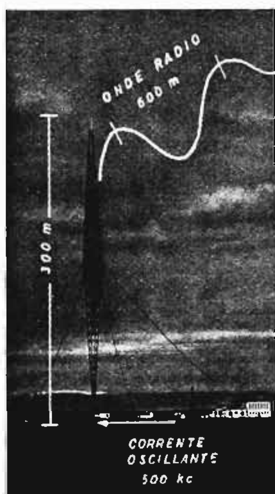


Fig. 1.15. - LA FREQUENZA DELLA CORRENTE OSCILLANTE È PARI ALLA LUNGHEZZA DELL'ONDA RADIO. Alla corrente oscillante a 500 chilocicli corrisponde l'onda radio di 600 metri. L'antenna è proporzionata alla lunghezza d'onda.

quenza è di 100 megacicili, ossia producono una corrente oscillante la cui frequenza è la stessa di quella che le ha prodotte.

Ne risultano due osservazioni pratiche: 1) nella tabella di ragguaglio, le colonne « frequenza » e « lunghezza d'onda » possono venir scambiate (la frequenza di 100 kc è pari a 3 000 metri e quella di 3 000 kc è pari a 100 m); 2) basta moltiplicare per 10 o per 100 o per 1 000 la frequenza e dividere per 10 o per 100 o per 1 000 la lunghezza d'onda, e viceversa (100 kc è pari a 3 000 metri, 1 000 kc è pari a 300 m, 10 000 kc è pari a 30 m, 100 000 kc è pari a 3 m, ecc.).

10 chilocicli		30 000 metri
30 »		10 000 »
100 »		3 000 »
300 »		1 000 »
1 000 »		300 »
3 000 »		100 »
10 000 »	10 megacicli	30 »
30 000 »	30 »	10 »
100 000 »	100 »	3 »
300 000 »	300 »	1 metro
1 000 000 »	1 000 »	30 centimetri
3 000 000 »	3 000 »	10 »
10 000 000 »	10 000 »	3
30 000 000 »	30 000 »	1 centimetro

Lo spettro delle radiofrequenze.

Lo spettro delle radiofrequenze, ossia la gamma complessiva di tutte le frequenze adoperate per le radiocomunicazioni, ha inizio con la frequenza più bassa, quella di 10 chilocicli pari alla lunghezza d'onda di 30 chilometri. Frequenze più basse non vengono prodotte poichè ad esse corrisponderebbero onde radio di lunghezza tale da richiedere antenne eccessivamente lunghe e costose (l'antenna deve essere lunga almeno la quarta parte dell'onda), nonchè per altre ragioni. Lo spettro ha attualmente fine a 10 500 000 chilocicli, ossia a 10 500 megacicli pari a 2,85 centimetri, non essendo per ora possibile utilizzare frequenze più elevate per servizi regolari. In un primo tempo la radiotecnica si orientò verso frequenze sempre più basse, ossia verso onde radio sempre più lunghe, in seguito dovette necessariamente orientarsi verso frequenze sempre più alte e onde radio sempre più corte. Tutto ciò risulta dalla estensione dello spettro delle radio frequenze considerato durante le varie conferenze per la assegnazione delle frequenze stesse alle varie utilizzazioni.

ANNO	CONFERENZA	ESTENSIONE DELLO SPETTRO
1906	Berlino	da 500 kc a 1 000 kc
1912	Londra	da 150 kc a 1 000 kc
1927	Washington	da 10 kc a 23 000 kc
1932	Madrid	da 10 kc a 30 000 kc
1938	Cairo	da 10 kc a 200 000 kc
1947	Atlantic City	da 10 kc a 10 500 000 kc

Per convenzione internazionale lo spettro è stato diviso in tre parti: a) quella sotto i 2 850 chilocicli pari a 105,3 metri; b) quella tra i 2 850 kc e i 30 000 kc, ossia tra i 105,3 e i 10 metri; c) quella tra i 30 000 kc e i 10 500 000 kc, ossia tra i 10 metri e i 2,85 centimetri, ciò per quanto riguarda l'*impiego* delle varie frequenze. Per la *classificazione* delle varie frequenze lo spettro è stato diviso in sette gamme, le seguenti:

CLASSIFICAZIONE DELLE GAMME DI RADIOFREQUENZA (RF)

GAMMA	ABBREVIAZIONE (inglese)	FREQUENZA		LUNGHEZZA	
RF molto bassa	VLF	10 - 30	kc	30 - 10	km
RF bassa	LF	30 - 300	kc	10 - 1	km
RF media	MF	300 - 3 000	kc	1 000 - 100	m
RF alta	HF	3 - 30	Mc	100 - 10	m
RF molto alta	VHF	30 - 300	Mc	10 - 1	m
FR ultra alta	UHF	300 - 3 000	Mc	100 - 10	cm
RF super alta	SHF	3 000 - 30 000	Mc	10 - 1	cm

In pratica si considerano tre sole gamme di frequenza, 1) quella dell'*alta frequenza* (AF) da 10 chilocicli a 30 megacicli, ossia da 30 km a 10 m; 2) quella dell'*altissima frequenza* (ASF) da 30 a 300 megacicli, ossia da 10 a 1 m; 3) quella dell'*ultrafrequenza* (UF) da 300 a 3 000 megacicli, ossia da 100 cm a 10 cm. Si evitano i termini *frequenza molto bassa*, e *frequenza bassa*, nonchè quello di *frequenza media* per non confonderli con termini analoghi di diverso riferimento, e non si adopera quello di *superfrequenza* mancando la possibilità di riferimento, poichè le frequenze oltre i 3 000 megacicli esulano dalla pratica radiotecnica, almeno per ora.

Gamme d'onda e canali di frequenze.

Le onde radio sono raggruppate, a seconda della loro lunghezza, nelle seguenti otto *gamme*:

CLASSIFICAZIONE DELLE GAMME D'ONDA

GAMMA	LUNGHEZZA D'ONDA		FREQUENZA	
Onde lunghissime	30 000 - 3 000	m	10 - 100	kc
Onde lunghe	3 000 - 600	m	100 - 500	kc
Onde medie	600 - 200	m	500 - 1 500	kc
Onde mediocorte	200 - 100	m	1 500 - 3 000	kc
Onde corte	100 - 25	m	3 - 12	Mc
Onde cortissime	25 - 10	m	12 - 30	Mc
Onde ultracorte	10 - 1	m	30 - 300	Mc
Microonde	100 - 1	cm	300 - 30 000	Mc

Si può notare che l'estensione di ciascuna gamma decresce col diminuire della lunghezza d'onda, per cui quella delle onde lunghissime va da 30 000 a 3 000 metri mentre quella delle ultracorte va da 10 a 1 metro. Questa *estensione delle gamme d'onda è però solo apparente*. Reale è invece l'*estensione delle gamme di frequenza*,

poichè ciò che conta è il *canale di frequenze* entro il quale ciascuna emittente può trasmettere. Esso è paragonabile al solco del disco fonografico, l'ampiezza del quale è eguale in ogni punto del disco. Per un disco di un dato diametro il numero dei solchi affiancati dipende dalla loro ampiezza, a sua volta l'ampiezza del solco dipende dalla sonorità del disco, minore è l'ampiezza del solco, minore è anche l'intensità sonora della riproduzione.

Dal canale di frequenze assegnato a ciascuna emittente dipende la gamma di frequenze che essa può trasmettere. Se il canale è molto stretto, per es. 2 chilocicli, la trasmissione è limitata alle frequenze acustiche sino a 1 000 c/s. In Europa è possibile trasmettere frequenze sonore sino a 4 500 c/s, perciò la larghezza del canale è di 9 chilocicli.

Ciascuna gamma d'onda è paragonabile ad un intero disco fonografico, il diametro del quale non può essere eccessivo. Quanti canali possono trovarsi in una data gamma risulta dalla formula:

$$\text{Numero dei canali di 9 kc} = \frac{\text{Estensione di gamma in kc}}{9}$$

Poichè la gamma delle onde lunghissime va da 10 a 100 kc, la sua estensione è di 100 — 10 = 90 chilocicli, ed i canali che essa può ospitare sono 90 : 9 = 10 canali. La gamma delle onde cortissime va invece da 12 000 a 30 000 chilocicli, quindi la sua estensione è di 30 000 — 12 000 = 18 000 kc, per cui i canali che essa può ospitare sono 18 000 : 9 = 2 000 canali. Nella gamma onde lunghissime possono trasmettere 10 emittenti, in quelle delle cortissime possono invece trasmettere 2 000 emittenti. Nella gamma onde ultracorte potrebbero trovar posto ben 30 000 emittenti, ciascuna con un canale di 9 kc, oppure un numero minore con canale più largo, come richiesto dalla televisione e dalla radiofonia FM.

Gamme e bande di ricezione.

Per *gamma di ricezione* s'intende quella dell'apparecchio ricevente, ossia della media degli apparecchi riceventi, e che non concorda con la gamma di classificazione. Ciò avviene per il fatto che la gamma di ricezione dipende dal *condensatore variabile* dell'apparecchio, e precisamente dalla variazione totale della sua capacità, la quale varia un poco da un apparecchio all'altro.

Per questa ragione la gamma di ricezione va, in generale, dalla frequenza più bassa ricevibile a tre volte tale frequenza. Se, per es. la gamma ha inizio a 500 kc essa ha fine a 500 × 3 = 1 500 chilocicli, e se si volesse farla arrivare sino a 2 000 chilocicli sarebbe necessario aumentare considerevolmente la variazione di capacità del condensatore variabile, cosa questa inadeguata in pratica.

La gamma delle onde lunghe ha inizio a 100 kc e ha fine a 500 kc, ma la gamma di ricezione onde lunghe va soltanto da 160 a 285 kc, vi è quindi una netta discordanza tra la gamma di classificazione e quella di ricezione. Quest'ultima potrebbe

andare da 100 a 300 kc, ma va da 160 a 285 kc poichè le altre frequenze sono destinate ad altro scopo.

Viceversa avviene per la gamma delle onde cortissime, la quale ha inizio a 12 megacicli e potrebbe andare, per la ricezione, sino a 36 megacicli, mentre nella classificazione termina a 30 megacicli e nella pratica a 26,6 megacicli. Ciò significa che con una sola rotazione del condensatore variabile, ossia con un solo spostamento dell'indice di sintonia da un estremo all'altro del quadrante è possibile la ricezione dell'intera gamma delle onde cortissime, e oltre ad essa.

Poichè la difficoltà di sintonia aumenta con l'aumentare della estensione di gamma, si suole dividere le gamme a frequenza più alta in *sottogamme*, ciò particolarmente per le onde cortissime. Infine per poter usare condensatori variabili di capacità minore e perciò di minor ingombro e minor costo, la gamma delle onde medie viene spesso divisa in due parti.

Nelle gamme delle corte e delle cortissime le varie emittenti sono raggruppate in sette punti, ciascuno dei quali vien detto *banda*. Le sette bande si trovano rispettivamente a 49 m, 31 m, 25 m, 19 m, 16 m, 13 m e 11 m. Essendo scartata la gamma delle onde lunghissime, le gamme e le bande di ricezione risultano le seguenti:

GAMME E BANDE DI RICEZIONE RADIOFONICA

Gamma onde lunghe	160 - 285	kc	1875 - 1053	m
Gamma onde medie 2	535 - 857	kc	560 - 350	m
Gamma onde medie 1	857 - 1605	kc	350 - 187	m
Banda dei 49 metri	6.00 - 6.15	Mc	50 - 48.78	m
Banda dei 31 metri	9.50 - 9.60	Mc	31.58 - 31.25	m
Banda dei 25 metri	11.70 - 11.90	Mc	25.64 - 25.21	m
Banda dei 19 metri	15.10 - 15.35	Mc	19.87 - 19.54	m
Banda dei 16 metri	17.75 - 17.80	Mc	16.90 - 16.85	m
Banda dei 13 metri	21.45 - 21.55	Mc	13.99 - 13.92	m
Banda degli 11 metri	25.60 - 26.60	Mc	11.77 - 11.28	m

Nessun apparecchio radio consente la ricezione di tutte queste gamme, ad eccezione di qualche raro apparecchio professionale. La maggior parte degli apparecchi esclude la ricezione della gamma onde lunghe e della banda degli 11 metri. I recenti apparecchi americani AM-FM hanno due sole gamme di ricezione, quella delle onde medie, da 187 e 560 metri e quella delle ultracorte, da 88 a 108 megacicli.

Lo spettro delle radiazioni.

Il vastissimo spettro delle *radiazioni* — ossia delle onde che si propagano nello spazio con le velocità della luce — ha inizio con le onde radio chilometriche, corrispondenti alle frequenze più basse, e termina con i raggi cosmici, la cui lunghezza d'onda è dell'ordine del miliardesimo di millimetro. L'estremo a frequenza più bassa dello schermo viene fatto coincidere, per convenzione, con la frequenza di 30 c/s, alla quale dovrebbero corrispondere onde lunghe 10 mila chilometri, di impossibile radiazione, poichè richiederebbero antenne lunghe 2 500 chilometri. È questa la zona

LUNGHEZZA D'ONDA	FREQUENZA	TIPI DI ONDE E DI RAGGI		
	30 c/s	BASSA FREQUENZA	CORRENTI ALTERNATE (42÷50 c/s)	
	300 c/s		CORRENTI ELETTROFONICHE (50÷15000 c/s)	
	3000 c/s			
	30000 c/s			
1000 m	300 kc	RADIO FREQUENZA	ONDE LUNGHE	RADIODIFFUSIONE
100 m	3 Mc		ONDE MEDIE	
10 m	30 Mc		ONDE CORTE	
1 m	300 Mc		ONDE ULTRACORTE	TELEVISIONE
10 cm	3000 Mc		MICRO ONDE	RADAR
1 cm	30000 Mc			
1 mm	300000 Mc			
100 μ	3000000 Mc		ULTRAMICROONDE	ZONA INESPLORATA
10 μ		RAGGI INFRAROSSI (CALORE RADIANTE)		
1 μ				
1000 Å		LUCE VISIBILE (0.8-0.4 μ)		
100 Å		RAGGI ULTRAVIOLETTI		
10 Å		RAGGI X (RAGGI RÖNTGEN)		
1 Å				
0.1 Å				
0.01 Å		RAGGI GAMMA DELLE ESPLOSIONI ATOMICHE		RADIUM α β γ
0.001 Å				
?		RAGGI COSMICI		

Fig. 1.16. - SPETTRO DELLE RADIAZIONI ELETTROMAGNETICHE. Sono della stessa natura e si propagano nello spazio alla stessa velocità costante, che è quella della luce.

delle *frequenze industriali* — quella delle correnti alternate — seguita da quella delle *frequenze elettrofoniche* — quelle dello spettro sonoro. È questo il tratto della *bassa frequenza*, seguito da quello della *radio frequenza* o *alta frequenza*.

Alle onde radio più corte, corrispondenti alle non ancora prodotte microonde di 1 mm, seguono le ultramicroonde da 1 mm sino a 0,2 mm. Tutta questa zona dello spettro è sconosciuta; essa confina con quella del calore radiante ossia dei *raggi termici* o *raggi infrarossi* che hanno inizio a circa 20 micron e fine a meno di un micron. [Il *micron* (μ) è pari ad un millesimo di millimetro]. Alla lunghezza d'onda di 1 micron corrisponde la frequenza di 300 milioni di megacicli.

Le *onde luminose*, ossia le *radiazioni visibili*, hanno inizio a 0,79 micron con il colore rosso e terminano a 0,39 micron con il colore violetto. Ad esse seguono i *raggi ultravioletti* che da 0,39 micron scendono sino a 20 Angström. (Un Angström è pari ad un decimillesimo di micron).

Seguono i *raggi X* la cui lunghezza d'onda è circa 10 mila volte inferiore a quella delle onde luminose. Essi sono seguiti dalle *radiazioni gamma* delle esplosioni atomiche, e quindi dai *raggi cosmici*. La zona che comprende i raggi X, i raggi gamma e i raggi cosmici vien detta zona delle *radiazioni penetranti*. Per indicarne la lunghezza si adopera il decimillesimo di Angström, ossia l'X.

FREQUENZA E LUNGHEZZA D'ONDA

kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m
100	3000	200	1500	300	1000.0	400	750.0	500	600.0	600	500.0	700	428.6	800	375.0	900	333.3
101	2970	201	1493	301	996.7	401	748.1	501	598.8	601	499.2	701	428.0	801	374.5	901	333.0
102	2941	202	1485	302	993.4	402	746.3	502	597.6	602	498.3	702	427.4	802	374.1	902	332.6
103	2913	203	1478	303	990.1	403	744.4	503	596.4	603	497.5	703	426.7	803	373.6	903	332.2
104	2885	204	1471	304	986.8	404	742.6	504	595.2	604	496.7	704	426.1	804	373.1	904	331.9
105	2857	205	1463	305	983.6	405	740.7	505	594.1	605	495.9	705	425.5	805	372.7	905	331.5
106	2830	206	1456	306	980.4	406	738.9	506	592.9	606	495.0	706	424.9	806	372.2	906	331.1
107	2804	207	1449	307	977.2	407	737.1	507	591.7	607	494.2	707	424.3	807	371.7	907	330.8
108	2778	208	1442	308	974.0	408	735.3	508	590.6	608	493.4	708	423.7	808	371.3	908	330.4
109	2752	209	1435	309	970.9	409	733.5	509	589.4	609	492.6	709	423.1	809	370.8	909	330.0
110	2727	210	1429	310	967.7	410	731.7	510	588.2	610	491.8	710	422.5	810	370.4	910	329.7
111	2703	211	1422	311	964.6	411	739.9	511	587.1	611	491.0	711	421.9	811	369.9	911	329.3
112	2679	212	1415	312	961.5	412	728.2	512	585.9	612	490.2	712	421.3	812	369.5	912	328.9
113	2655	213	1408	313	958.5	413	726.4	513	584.8	613	489.4	713	420.8	813	369.0	913	328.6
114	2632	214	1402	314	955.4	414	724.6	514	583.7	614	488.6	714	420.2	814	368.6	914	328.2
115	2609	215	1395	315	952.4	415	722.9	515	582.5	615	487.8	715	419.6	815	368.1	915	327.9
116	2586	216	1389	316	949.4	416	721.2	516	581.4	616	487.0	716	419.0	816	367.6	916	327.5
117	2564	217	1382	317	946.4	417	719.4	517	580.3	617	486.2	717	418.4	817	367.2	917	327.2
118	2542	218	1376	318	943.4	418	717.7	518	579.2	618	485.4	718	417.8	818	366.7	918	326.8
119	2521	219	1370	319	940.4	419	716.0	519	578.0	619	484.7	719	417.2	819	366.3	919	326.4
120	2500	220	1364	320	937.5	420	714.3	520	576.9	620	483.9	720	416.7	820	365.9	920	326.1
121	2479	221	1357	321	934.6	421	712.6	521	575.8	621	483.1	721	416.1	821	365.4	921	325.7
122	2459	222	1351	322	931.7	422	710.9	522	574.7	622	482.3	722	415.5	822	365.0	922	325.4
123	2439	223	1345	323	928.8	423	709.2	523	573.6	623	481.5	723	414.9	823	364.5	923	325.0
124	2419	224	1339	324	925.9	424	707.5	524	572.5	624	480.8	724	414.4	824	364.1	924	324.7
125	2400	225	1333	325	923.1	425	705.9	525	571.4	625	480.0	725	413.8	825	363.6	925	324.3
126	2381	226	1327	326	920.2	426	704.2	526	570.3	626	479.2	726	413.2	826	363.2	926	324.0
127	2362	227	1322	327	917.4	427	702.6	527	569.3	627	478.5	727	412.7	827	362.8	927	323.6
128	2344	228	1316	328	914.6	428	700.9	528	568.2	628	477.7	728	412.1	828	362.3	928	323.3
129	2326	229	1310	329	911.9	429	699.3	529	567.1	629	476.9	729	411.5	829	361.9	929	322.9
130	2308	230	1304	330	909.1	430	697.6	530	566.0	630	476.2	730	411.0	830	361.4	930	322.6
131	2290	231	1299	331	906.3	431	696.1	531	565.0	631	475.4	731	410.4	831	361.0	931	322.2
132	2273	232	1293	332	903.6	432	694.4	532	563.9	632	474.7	732	409.8	832	360.6	932	321.9
133	2256	233	1287	333	900.9	433	692.8	533	562.8	633	473.9	733	409.3	833	360.1	933	321.5
134	2239	234	1282	334	898.2	434	691.2	534	561.8	634	473.2	734	408.7	834	359.7	934	321.2
135	2222	235	1277	335	895.5	435	689.7	535	560.7	635	472.4	735	408.2	835	359.3	935	320.9
136	2206	236	1271	336	892.9	436	688.1	536	559.7	636	471.7	736	407.6	836	358.9	936	320.5
137	2190	237	1266	337	890.2	437	686.5	537	558.7	637	471.0	737	407.1	837	358.4	937	320.2
138	2174	238	1261	338	887.6	438	684.9	538	557.6	638	470.2	738	406.5	838	358.0	938	319.8
139	2158	239	1255	339	885.0	439	683.4	539	556.6	639	469.5	739	406.0	839	357.6	939	319.5
140	2143	240	1250	340	882.4	440	681.8	540	555.5	640	468.8	740	405.4	840	357.1	940	319.1
141	2128	241	1245	341	879.8	441	680.3	541	554.5	641	468.0	741	404.9	841	356.7	941	318.8
142	2113	242	1240	342	877.2	442	678.7	542	553.5	642	467.3	742	404.3	842	356.3	942	318.5
143	2098	243	1235	343	874.6	443	677.2	543	552.5	643	466.6	743	403.8	843	355.9	943	318.1
144	2083	244	1230	344	872.1	444	675.7	544	551.5	644	465.8	744	403.2	844	355.5	944	317.8
145	2069	245	1224	345	869.6	445	674.2	545	550.5	645	465.1	745	402.7	845	355.0	945	317.5
146	2055	246	1220	346	867.1	446	672.6	546	549.5	646	464.4	746	402.1	846	354.6	946	317.1
147	2041	247	1215	347	864.6	447	671.1	547	548.4	647	463.7	747	401.6	847	354.2	947	316.8
148	2027	248	1210	348	862.1	448	669.6	548	547.4	648	463.0	748	401.1	848	353.8	948	316.5
149	2013	249	1205	349	859.6	449	668.2	549	546.4	649	462.2	749	400.5	849	353.4	949	316.1

m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.	m	kc/s.
150	2000	250	1200	350	857.1	450	666.7	550	545.5	650	461.5	750	400.0	850	352.9	950	315.8
151	1987	251	1195	351	854.7	451	665.2	551	544.5	651	460.8	751	399.5	851	352.5	951	315.5
152	1974	252	1191	352	852.3	452	663.7	552	543.5	652	460.1	752	398.9	852	352.1	952	315.1
153	1961	253	1186	353	849.9	453	662.3	553	542.5	653	459.4	753	398.4	853	351.7	953	314.8
154	1948	254	1181	354	847.5	454	660.8	554	541.5	654	458.7	754	397.9	854	351.3	954	314.5
155	1935	255	1176	355	845.1	455	659.3	555	540.5	655	458.0	755	397.4	855	350.9	955	314.1
156	1923	256	1172	356	842.7	456	657.9	556	539.6	656	457.3	756	396.8	856	350.5	956	313.8
157	1911	257	1167	357	840.3	457	656.5	557	538.6	657	456.6	757	396.3	857	350.1	957	313.5
158	1899	258	1163	358	838.0	458	655.0	558	537.6	658	455.9	758	395.8	858	349.7	958	313.2
159	1887	259	1158	359	835.7	459	653.6	559	536.7	659	455.2	759	395.3	859	349.2	959	312.8
160	1875	260	1154	360	833.3	460	652.2	560	535.7	660	454.5	760	394.7	860	348.8	960	312.5
161	1863	261	1149	361	831.0	461	650.8	561	534.8	661	453.9	761	394.2	861	348.4	961	312.2
162	1852	262	1145	362	828.7	462	649.4	562	533.8	662	453.2	762	393.7	862	348.0	962	311.9
163	1840	263	1141	363	826.4	463	647.9	563	532.9	663	452.5	763	393.2	863	347.6	963	311.5
164	1829	264	1136	364	824.2	464	646.6	564	531.9	664	451.3	764	392.7	864	347.2	964	311.2
165	1818	265	1132	365	821.9	465	645.2	565	531.0	665	451.1	765	392.2	865	346.8	965	310.9
166	1807	266	1128	366	819.7	466	643.8	566	530.0	666	450.5	766	391.6	866	346.4	966	310.6
167	1796	267	1124	367	817.4	467	642.4	567	529.1	667	449.8	767	391.1	867	346.0	967	310.2
168	1786	268	1119	368	815.2	468	641.0	568	528.2	668	449.1	768	390.6	868	345.6	968	309.9
169	1775	269	1115	369	813.0	469	639.7	569	527.2	669	448.4	769	390.1	869	345.2	969	309.6
170	1765	270	1111	370	810.8	470	638.3	570	526.3	670	447.8	770	389.6	870	344.8	970	309.3
171	1754	271	1107	371	808.6	471	636.9	571	525.4	671	447.1	771	389.1	871	344.4	971	309.0
172	1744	272	1103	372	806.5	472	635.6	572	524.5	672	446.4	772	388.6	872	344.0	972	308.6
173	1734	273	1099	373	804.3	473	634.2	573	523.6	673	445.8	773	388.1	873	343.6	973	308.3
174	1724	274	1095	374	802.1	474	632.9	574	522.6	674	445.1	774	387.6	874	343.2	974	308.0
175	1714	275	1091	375	800.0	475	631.6	575	521.7	675	444.4	775	387.1	875	342.9	975	307.7
176	1705	276	1087	376	797.9	476	630.3	576	520.8	676	443.8	776	386.6	876	342.5	976	307.4
177	1695	277	1083	377	795.8	477	628.9	577	519.9	677	443.1	777	386.1	877	342.1	977	307.1
178	1685	278	1079	378	793.7	478	627.6	578	519.0	678	442.5	778	385.6	878	341.7	978	306.7
179	1676	279	1075	379	791.6	479	626.3	579	518.1	679	441.8	779	385.1	879	341.3	979	306.4
180	1667	280	1071	380	789.5	480	625.0	580	517.2	680	441.2	780	384.6	880	340.9	980	306.1
181	1657	281	1068	381	787.4	481	623.7	581	516.4	681	440.5	781	384.1	881	340.5	981	305.8
182	1648	282	1064	382	785.3	482	622.4	582	515.5	682	439.9	782	333.6	882	340.1	982	305.5
183	1639	283	1060	383	783.3	483	621.1	583	514.6	683	439.2	783	383.1	883	339.8	983	305.2
184	1630	284	1056	384	781.3	484	619.8	584	513.7	684	438.6	784	382.7	884	339.4	984	304.9
185	1622	285	1053	385	779.2	485	618.5	585	512.8	685	438.0	785	382.2	885	339.0	985	304.6
186	1613	286	1049	386	777.2	486	617.3	586	511.9	686	437.3	786	381.7	886	338.6	986	304.3
187	1604	287	1045	387	775.2	487	616.0	587	511.1	687	436.7	787	381.2	887	338.2	987	304.0
188	1596	288	1042	388	773.2	488	614.7	588	510.2	688	436.0	788	380.7	888	337.8	988	303.6
189	1587	289	1038	389	771.2	489	613.5	589	509.3	689	435.4	789	380.2	889	337.5	989	303.3
190	1579	290	1034	390	769.2	490	612.2	590	508.5	690	434.8	790	379.7	890	337.1	990	303.0
191	1571	291	1031	391	767.3	491	611.0	591	507.6	691	434.2	791	379.3	891	336.7	991	302.7
192	1563	292	1027	392	765.4	492	609.8	592	506.8	692	433.5	792	378.8	892	336.3	992	302.4
193	1554	293	1024	393	763.4	493	608.5	593	505.9	693	432.9	793	378.3	893	335.9	993	302.1
194	1546	294	1020	394	761.4	494	607.3	594	505.1	694	432.3	794	377.8	894	335.6	994	301.8
195	1538	295	1017	395	759.5	495	606.1	595	504.2	695	431.7	795	377.4	895	335.2	995	301.5
196	1531	296	1013	396	757.6	496	604.8	596	503.4	696	431.0	796	376.9	896	334.8	996	301.2
197	1523	297	1010	397	755.7	497	603.6	597	502.5	697	430.4	797	376.4	897	334.4	997	300.9
198	1515	298	1007	398	753.8	498	602.4	598	501.7	698	429.8	798	375.9	898	336.1	998	300.6
199	1508	299	1003	399	751.9	499	601.2	599	500.8	699	429.2	799	375.5	899	335.7	999	300.3

I. - Le due colonne sono intercambiabili, per cui dalla prima colonna risulta sia che a 100 kc/s corrispondono 3000 m, sia che a 3000 kc/s corrispondono 100 m.

II. - Si può togliere uno zero alla cifra dei m. per aggiungerla a quella dei kc/s. Esempio: dalla tabella non risulta la frequenza corrispondente a 20 m; basta togliere uno zero a 200 m e aggiungerlo a 1500 kc/s, ossia: 20 m = 15000 kc/s. Oppure viceversa: 2000 m = 150 kc/s.

CAPITOLO SECONDO

ASPETTI FONDAMENTALI DELLA RADIO-TRASMISSIONE E DELLA RADIO-RICEZIONE

1. - SCOPERTA E PRIME APPLICAZIONI DELLE ONDE RADIO

Come si producono le onde radio.

Le onde radio si diffondono dall'antenna trasmittente a cui giunge la corrente elettrica oscillante, per il fatto che tale corrente elettrica oscilla rapidamente. Per intendere come ciò sia possibile basta pensare ad una corda metallica tesa tra due punti. Essa raffigura l'antenna trasmittente. Se la corda viene fatta vibrare lentamente, per es. 10 volte al secondo, nessun suono si diffonde da essa, ma se viene fatta vibrare rapidamente, per es. 1 000 volte al secondo, come avviene per le corde del violino, allora la corda diffonde un suono, diffonde onde sonore che il nostro orecchio può « captare » e il nostro cervello percepire.

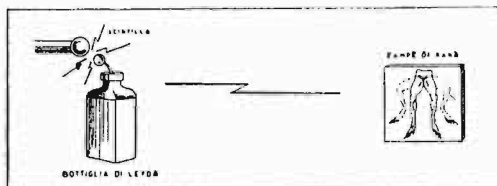


Fig. 2.1. - SCINTILLE E ONDE RADIO. La scintilla è il mezzo più semplice per produrre oscillazioni elettriche e quindi onde radio. La rana di Galvani è stata il primo apparecchio radio ricevente.

Il compito principale della radiotecnica è dunque quello di far oscillare rapidamente la corrente elettrica, poichè è da essa che si ottengono le onde radio. Questo compito è stato molto facilitato da un fenomeno naturale, generatore di oscillazioni elettriche. È la *scintilla elettrica*.

Già nel 1780, cento anni prima della scoperta delle onde radio, Luigi Galvani notò che ogni qualvolta girando una macchinetta a strofinio faceva scoccare una scintilla elettrica tra di essa e una bottiglia di Leyda — antico condensatore in cui il dielettrico è costituito dal vetro della bottiglia e le armature da fogli di stagnola incol-

lati all'esterno e all'interno — si verificavano rapide contrazioni delle zampe posteriori di una rana uccisa e scorticata, messa ad asciugare sopra una tavoletta di legno. Ad ogni scintilla corrispondeva una contrazione, la quale era tanto più forte quanto più la scintilla scoccava vicino alla rana. Ciò avveniva poichè le scintille producevano oscillazioni elettriche, e quindi onde radio, le quali raggiungevano i nervi crurali della rana e determinavano in essi analoghe oscillazioni elettriche che causavano le contrazioni muscolari. Nello stesso modo, la corda di violino che vibra produce onde sonore le quali, a loro volta, mettono in vibrazione gli esilissimi filamenti contenuti nella coclea del nostro orecchio che ci consentono di sentire i suoni.

Anche i lampi ed i fulmini determinano oscillazioni elettriche poichè non sono che enormi scintille elettriche, e perciò anch'essi producono onde radio, le quali sono

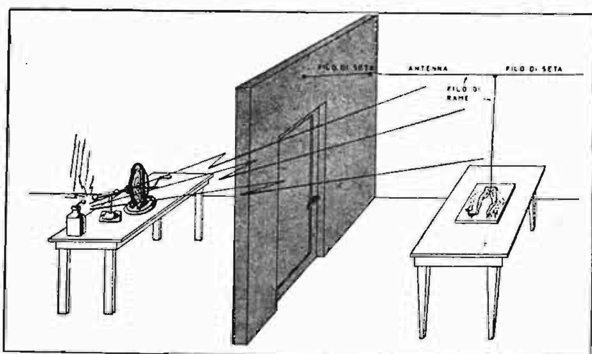


Fig. 2.2. - **PRIMISSIMA ANTENNA RADIO-RICEVENTE.** Le onde radio prodotte facendo scoccare scintille superano la parete e raggiungono l'antenna sistemata nella stanza attigua e collegata alle zampe di una rana. (Esperienza di Galvani).

per tale ragione sempre esistite. Fu lo stesso Galvani a pensare che le contrazioni delle zampe di rana avrebbero dovuto verificarsi anche per effetto di lampi e di fulmini. Tese all'esterno un filo di rame, isolandolo con della seta, e collegandone una estremità ai nervi crurali della rana, ai quali collegò un secondo filo di rame che fece scendere nel pozzo sottostante. In tal modo la rana venne provvista di antenna esterna e di presa di terra. Quando sopraggiunse il temporale, ad ogni fulmine e ad ogni lampo corrispose una contrazione delle zampe di rana.

Le onde radio furono scoperte tra il 1887 e il 1888 da Enrico Hertz facendo scoccare delle scintille elettriche. Per poter constatare la presenza di tali onde nel suo laboratorio era necessario che la loro lunghezza non fosse eccessiva. Il laboratorio era lungo 15 metri, occorreva che le onde radio fossero meno lunghe. Se fossero state più lunghe avrebbero oltrepassato le pareti del laboratorio e non sarebbe stato possibile a Hertz di constatarne la presenza. È molto importante il fatto che la frequenza

delle oscillazioni elettriche prodotte dipende, tra altro, dalla capacità del condensatore; minore è la capacità, più alta è la frequenza delle oscillazioni, più corte sono le onde prodotte. È un po' ciò che avviene anche per le corde del pianoforte, più esse sono corte, più la loro vibrazione è rapida e più acuta è la nota prodotta.

Con la scarica di una comune bottiglia di Leyda si ottenevano oscillazioni elettriche alla frequenza di circa 50 000 al secondo, alla quale frequenza corrispondono

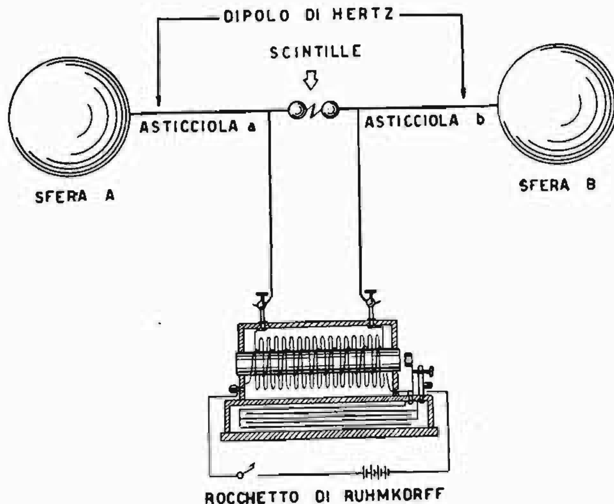


Fig. 2.3. - OSCILLATORE DI HERTZ. La bottiglia di Leyda venne sostituita da un condensatore di minima capacità, le cui armature sono le sfere A e B. Le asticciole a e b sono le due braccia dell'antenna trasmittente, detta antenna a dipolo.

onde di 6 000 metri, come detto nel capitolo primo. Onde troppo lunghe queste per poter venir rivelate.

Poichè la capacità del condensatore diminuisce col distanziare le sue armature, Hertz prese due sfere di rame e le collocò addirittura ad 1,5 metri di distanza. Collegò ciascuna sfera ad un'asticciola, come in fig. 2.3, terminante con due sferette. Faceva scoccare le scintille tra le due sferette, poste a 7,5 mm l'una dall'altra, mediante un comune rocchetto di Ruhmkorff. Il condensatore così ottenuto si scaricava attraverso ciascuna scintilla determinando oscillazioni elettriche assai deboli ma di frequenza enorme, circa 100 milioni di cicli al secondo, che diffondevano nel laboratorio onde radio di 3 metri, molto adatte per essere misurate, riflesse e rifratte.

Per poter constatare l'esistenza delle onde radio nel suo laboratorio, Hertz adoperò un semplicissimo dispositivo, costituito da un cerchietto di filo di rame con una

brevissima interruzione, minore di un decimo di millimetro. Il cerchietto captava onde radio e in esso si producevano oscillazioni elettriche le quali, a loro volta, producevano piccolissime scintille nel punto dell'interruzione, scintille visibili nell'oscurità e con l'aiuto di una lente. Le due asticciole costituiscono l'*antenna di Hertz*, ossia l'*antenna a dipolo*, la quale è attualmente utilizzata per la trasmissione delle onde ultracorte,

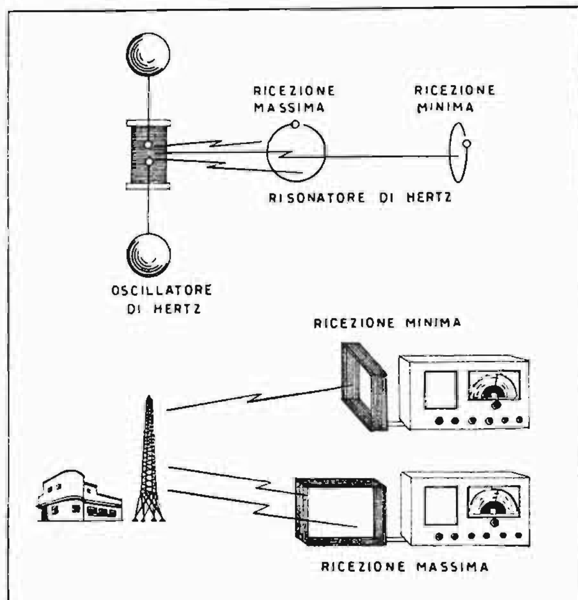


Fig. 2.4. - Alto: oscillatore e risonatore di Hertz; affinchè la ricezione sia possibile e la scintilla scocchi nel cerchietto ricevente deve prodursi in esso una tensione elettrica. Basso: posizione del telaio per la ricezione con moderni apparecchi FM.

nonchè per la loro ricezione, ed impiegate per la televisione e per la radiofonia a frequenza modulata (FM).

Facendo scoccare scintille elettriche tra un'antenna esterna e una presa di terra, Guglielmo Marconi diede inizio, nel 1895, alla prima applicazione delle onde radio, il telegrafo senza fili. La stazione trasmittente era estremamente semplice: un rocchetto di Ruhmkorff collegato da un lato all'antenna esterna e dall'altro alla presa di terra. Le oscillazioni elettriche prodotte da ciascuna scintilla nell'antenna, causavano la diffusione da essa d'onde radio. Esse raggiungevano un'altra antenna collegata all'apparecchio ricevente — il coherer, v. fig. 2.5.

Il *coherer* è stato inventato da Temistocle Calzecchi-Onesti tra il 1884 e il 1886, dieci anni prima dell'applicazione di Marconi, utilizzando un fenomeno scoperto dal fisico inglese D. E. Hughes nel 1879. Hughes notò che la polvere metallica la quale non lascia passare la corrente elettrica diventa conduttrice se vicino ad essa viene fatta scoccare una scintilla elettrica. Al solo scopo di poter segnalare le scariche elettriche atmosferiche, Calzecchi-Onesti pose della limatura in un tubetto di vetro e la collegò tra un'antenna esterna e una presa di terra, come Galvani aveva collegato la sua rana. Ad ogni lampo o fulmine la limatura diveniva conduttrice e lasciava passare la corrente di una pila che faceva squillare un campanello.

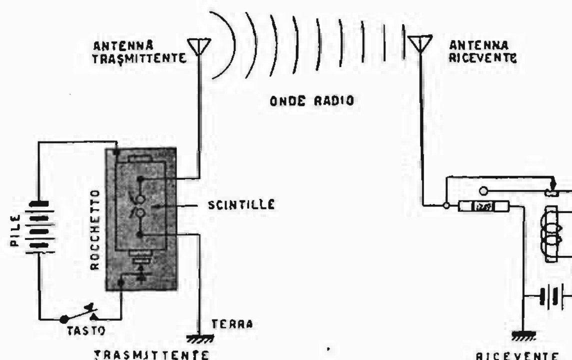


Fig. 2.5. - **APPARECCHI DI MARCONI**. L'idea di far scoccare scintille elettriche tra un'antenna esterna e una presa di terra costituì il punto di partenza dell'invenzione del telegrafo senza fili.

Con le scintille del rocchetto di Ruhmkorff ed il segnalatore di fulmini di Calzecchi-Onesti, nonchè con enormi antenne esterne ed abbondanti prese di terra, Guglielmo Marconi riuscì a comunicare a distanze sempre maggiori, superando, nel 1899, il Canale della Manica, tra Vimereux presso Boulogne s.m. e il faro di South Foreland presso Dover, distanti 51 chilometri. Facendo scoccare grandi scintille elettriche e utilizzando quale ricevitore una goccia di mercurio in un tubetto di vetro collegata ad un'antenna sostenuta da un aquilone e una presa di terra, nonchè ascoltando con una cuffia telefonica, Marconi riuscì a ricevere qualche segnale attraverso l'oceano Atlantico nel dicembre 1901.

Tutte le prime stazioni radiotelegrafiche ebbero per base la scintilla elettrica, e ciò per oltre 25 anni. La scintilla venne sostituita dalle moderne valvole elettroniche, nelle quali le oscillazioni elettriche sono ottenute tra due elettrodi presenti nel vuoto di un'ampolla — la placca e la griglia.

Mentre le oscillazioni prodotte dalla scintilla decrescono di ampiezza sino ad

estinguersi — ad ogni scintilla corrisponde un gruppo di oscillazioni elettriche ad ampiezza decrescente, (v. fig. 2.8 a pag. 35), come le onde sull'acqua dopo la caduta di un sassolino — quelle ottenute con l'arco elettrico e con le valvole elettroniche

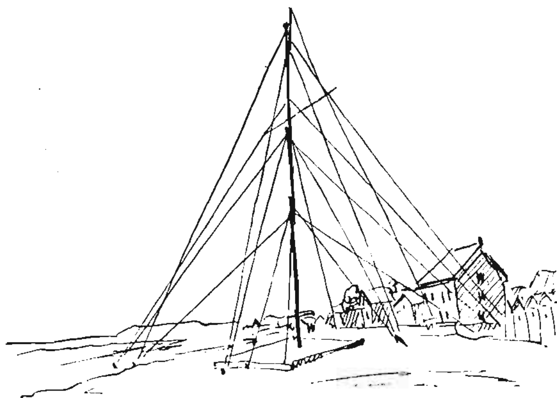


Fig. 2.6. - **ANTENNA TRASMITTENTE E RICEVENTE DI MARCONI.** Con antenne sempre più grandi e scintille sempre più robuste, Marconi raggiunse distanze sempre maggiori, sino a superare l'Atlantico. (Antenna di Vimereux).

sono invece di ampiezza costante, ossia sono oscillazioni persistenti. Ciò ha consentito di « mettere in onda » la voce ed i suoni, cosa che non sarebbe stato possibile con le oscillazioni elettriche prodotte mediante scintille.

Il problema della sintonia ed il circuito accordato.

Durante le trasmissioni radiotelegrafiche attraverso la Manica, Marconi, che sino allora aveva fatto semplicemente scoccare scintille elettriche tra l'antenna e la presa di terra, si accorse che qualsiasi ulteriore progresso era condizionato alla soluzione di un importante problema, quello della sintonia. Le trasmissioni attraverso la Manica disturbavano quelle fatte tra due punti della costa inglese. I segnali si sovrapponevano e la ricezione diventava impossibile. Dovette, in un primo tempo, far funzionare una sola trasmittente per volta, disponendo turni di trasmissione ad ore fisse.

Sarebbe stato necessario che ciascuna delle due stazioni trasmittenti avesse irradiato una propria lunghezza d'onda, in modo da non disturbare l'altra. A quell'epoca non si sapeva come fare per ottenere che ciascuna trasmittente irradiasse una data lunghezza d'onda, ed era anche impossibile misurare tale lunghezza. Sarebbe anche stato necessario che ciascun apparecchio ricevente avesse potuto mettersi in sintonia, in accordo, con la propria stazione trasmittente.

Va ricordato che Hertz aveva ottenuto onde di 3 metri con le scariche di un condensatore di minimissima capacità. Occorreva dunque inserire in qualche modo un condensatore tanto nelle trasmittenti quanto nei ricevitori. Oltre al condensatore era necessario utilizzare anche un avvolgimento di filo di rame isolato, poichè anch'esso influisce sulla frequenza della corrente e quindi sulla lunghezza d'onda.

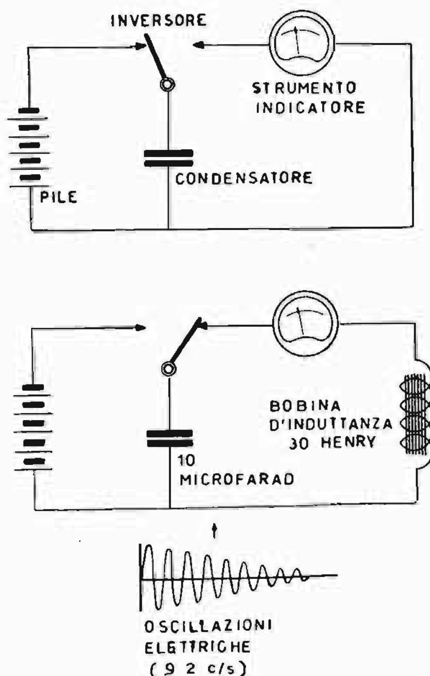


Fig. 2.7. - PRINCIPIO DEL CIRCUITO ACCORDATO. Con condensatore di 10 microfarad e bobina d'induttanza di 30 henry si ottengono 9,2 oscillazioni elettriche, indicate dal movimento dell'indice dello strumento. Senza la bobina d'induttanza non si ottengono oscillazioni elettriche.

Per poter avere una prima idea del comportamento di un condensatore e di un avvolgimento riesce utile un semplice esperimento, come indicato dalla figura 2.7. In alto è indicato un condensatore che può venir caricato collegandolo ad una batteria di pile, come indicato in figura. Se il condensatore viene staccato dalle pile e viene messo in cortocircuito con un filo di rame, esso si scarica. Se è presente, in serie, uno strumento di misura adatto, con l'indice al centro, si può vedere che l'indice ha un sobbalzo.

In basso è indicato lo stesso condensatore, ai capi del quale può venir collegato un avvolgimento di filo conduttore intorno ad un nucleo di ferro. Se dopo la carica, il condensatore viene collegato all'avvolgimento l'indice dello strumento compie numerose rapide oscillazioni, le quali diminuiscono di ampiezza sino a tanto che l'indice ritorna immobile. Se il condensatore viene nuovamente collegato, con un movimento dell'inversore, alla batteria di pile per la ricarica, e se poi viene nuovamente collegato all'avvolgimento si rivede l'indice compiere le stesse oscillazioni.

Ciò denota che ad ogni scarica del condensatore, nel circuito comprendente il condensatore stesso, l'avvolgimento e lo strumento indicatore, sono presenti delle oscillazioni elettriche. La scarica del condensatore anzichè avvenire attraverso l'aria dando luogo ad una scintilla, avviene nell'avvolgimento di filo, con il risultato che le

oscillazioni elettriche sono egualmente presenti. È possibile, con la seguente semplice formula, conoscere quale sia la frequenza di queste oscillazioni:

$$\text{Frequenza (in cicli)} = 159 : \sqrt{\text{Induttanza (in henry)} \times \text{Capacità (in microfarad)}}.$$

Affinchè il movimento dell'indice risulti visibile è necessario che la frequenza sia molto bassa, e perciò che il condensatore sia di capacità assai elevata, per es. 10 microfarad, e che sia pure assai elevata l'induttanza dell'avvolgimento, per es. 30 henry. Dovrà trattarsi di un avvolgimento di parecchie migliaia di spire su nucleo di ferro. Con questi due valori, la frequenza delle oscillazioni elettriche è di:

$$159 : \sqrt{30 \times 10} \quad \text{ossia} \quad 159 : 17{,}32 = 9{,}2 \text{ cicli al secondo.}$$

Nella pratica radiotecnica non si ha mai a che fare con frequenze così estremamente basse, bensì con frequenze che vengono espresse in chilocicli, e per ottenere le quali bastano capacità piccolissime, indicate in milionesimi di microfarad ($\mu\mu F$) ossia in *picofarad* (pF), nonchè avvolgimenti di induttanza altrettanto piccola, espressa in milionesimi di henry, ossia in *microhenry* (μH). La formula che si adopera è la seguente:

$$\text{Frequenza (in chilocicli)} = 159\,155 : \sqrt{\text{Induttanza (in } \mu H) \times \text{Capacità (in pF)}}$$

Se, per es., la capacità del condensatore è di 500 pF e induttanza dell'avvolgimento di 300 μH, la frequenza delle oscillazioni è di:

$$159\,155 : \sqrt{300 \times 500} = 159\,155 : 387 = 419 \text{ chilocicli circa,}$$

alla quale corrisponde la lunghezza d'onda di 716 metri.

Marconi aggiunse alle sue stazioni radiotelegrafiche trasmittenti un condensatore e un avvolgimento di nastro di rame nudo sostenuto da isolatori. Una presa a molla gli consentiva di inserire tutto l'avvolgimento oppure soltanto una parte di esso, e in tal modo variava la lunghezza d'onda irradiata, in quanto variava l'induttanza del circuito. In seguito si accorse che l'efficienza del circuito condensatore-avvolgimento aumentava molto se lo accoppiava indirettamente all'antenna, come in fig. 2.9. Ne risultò il tipico schema delle trasmittenti di Marconi. Quelle terrestri, di grande potenza, disponevano di un alternatore e di un trasformatore per far scoccare le scintille, quelle sulle navi adoperavano a tale scopo il solito rocchetto di Ruhmkorff. Gli apparecchi riceventi vennero anch'essi provvisti di con-

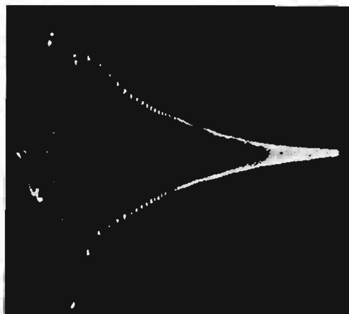


Fig. 2.8. - L'oscillogramma indica la scarica di un condensatore in un circuito accordato.

densatore fisso e di avvolgimento variabile. Il radiotelegrafista spostava un cursore sopra un avvolgimento cilindrico di filo di rame dell'apparecchio ricevente e in tal modo lo metteva in sintonia con una trasmittente o con l'altra.

In seguito Marconi constatò che particolarmente negli apparecchi riceventi il risultato era migliore se l'induttanza era fissa e la capacità variabile, per cui l'avvolgimento di filo, ossia la *bobina d'induttanza*, rimase fissa mentre il condensatore divenne variabile. Il circuito comprendente una bobina d'induttanza fissa e un *condensatore variabile* diventò di basilare importanza per la radiotecnica. Nei primissimi tempi venne chiamato *circuito sintonico* poi venne preferito il termine *circuito oscillante*. Ma questo termine non è esatto, poichè non è il circuito che oscilla ma la

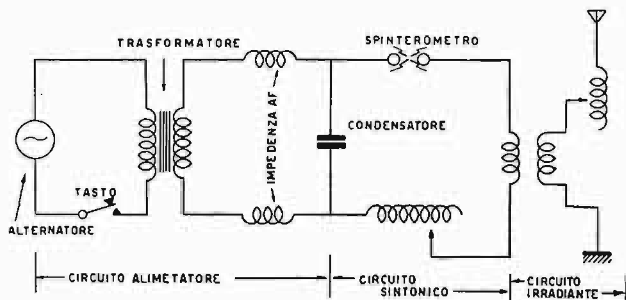


Fig. 2.9. - SCHEMA DI TRASMITTENTE MARCONI DI GRANDE POTENZA. (Prima trasmittente di Poldhu). Le scintille non scoccano più tra l'antenna e la presa di terra, come in fig. 2.5, ma in un circuito sintonico, accoppiato a quello irradiante di antenna. È possibile l'alimentazione con corrente alternata poichè il tempo di carica e scarica del condensatore è molto piccolo rispetto a ciascun ciclo della corrente alternata.

corrente elettrica presente in esso. Il circuito rimane fermo, perciò va chiamato *circuito oscillatorio*. Viene chiamato anche *circuito risonante* per il fatto che risuona elettricamente ad una data frequenza, come un diapason il quale entra in vibrazione in presenza di un suono alla sua stessa frequenza, detta *frequenza di risonanza*. In pratica si preferisce il termine *circuito accordato*, per cui si dice che gli apparecchi moderni possiedono sei circuiti accordati, due circuiti accordati a frequenza variabile e quattro a frequenza fissa. Gli apparecchi a cristallo sono provvisti di un solo circuito accordato ed eccezionalmente di due.

Nelle prime trasmittenti, provviste di circuito sintonico, il condensatore costituiva uno dei componenti più importanti. Era costituito da una o più bottiglie di Leyda, ciascuna delle quali era formata da due tubi di rame di diametro diverso, posti uno all'interno e l'altro all'esterno di un tubo di vetro, alto circa 2 metri. Il vetro presenta però il difetto di offrire notevoli *perdite dielettriche*, dissipando energia radioelettrica in calore, ciò che determinava il riscaldamento dei tubi di vetro e la loro frequente rottura. In seguito il vetro venne sostituito dall'aria o dalla mica, ed i condensatori

assunsero aspetto completamente diverso. Erano, e sono tuttora, costituiti da lastre di rame affacciate, separate da strati d'aria o da fogli di mica, e collocati entro custodie rettangolari.

Prime trasmissioni ad onde persistenti.

Nel 1903 il fisico danese Valdemaro Poulsen (1869-1942) ideò un nuovo sistema di trasmissione, nel quale la generazione della corrente oscillante era ottenuta mediante un arco elettrico. L'arco elettrico è una scintilla continua, che si forma tra due elettrodi di carbone, a cui è applicata una corrente continua. I due elettrodi vengono

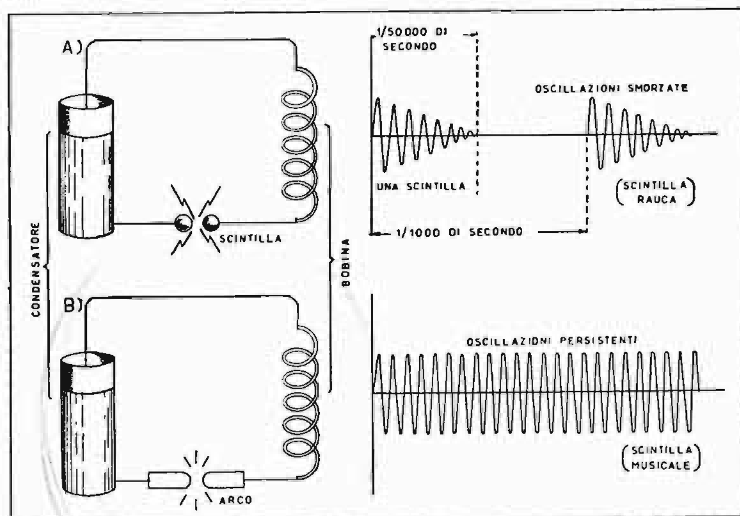


Fig. 2.10. - Alto: ad ogni scintilla corrisponde un gruppo di oscillazioni d'ampiezza decrescente. Vi è grande distanza tra un gruppo e l'altro. Basso: l'arco elettrico è una scintilla continua, senza interruzioni, a cui corrispondono oscillazioni d'ampiezza costante, ossia persistenti.

messi in contatto, e poi allontanati; si forma allora, tra le loro estremità, un arco elettrico luminosissimo, un tempo utilizzato per la illuminazione stradale, ed ora impiegato per la proiezione cinematografica.

La corrente che alimenta l'arco presenta la caratteristica di aumentare d'intensità se la tensione diminuisce, all'opposto di quanto avviene per la legge di Ohm; poichè in un circuito oscillatorio la corrente tende ad estinguersi per effetto della resistenza incontrata, la presenza dell'arco in esso consente di mantenere costante l'ampiezza delle oscillazioni. Mentre con le scintille normali si ottengono gruppi di oscillazioni smorzate, a cui corrispondono gruppi di onde radio altrettanto smorzate, con l'arco elettrico si ottiene una continua oscillazione, come in B) di fig. 2.10, senza nessun

smorzamento, ossia si ottengono *oscillazioni persistenti*, alle quali corrisponde una diffusione continua di onde radio esse pure non smorzate, ossia *onde radio persistenti*. Queste onde radio continuamente presenti, non più irradiate a gruppi, ebbero grandissima importanza per la diffusione delle radiocomunicazioni.

Numerose grandi stazioni trasmittenti vennero costruite con il sistema ad arco. In esse, l'arco di grande potenza era presente tra un elettrodo positivo (*ànodo*) di rame, internamente cavo e raffreddato con circolazione ad acqua, e un elettrodo negativo (*càtodo*) di carbone in continua rotazione intorno al proprio asse, allo scopo di mantenere l'arco quanto più uniforme possibile. I due elettrodi si trovavano in un'apposita custodia contenente idrogeno o un idrocarburo, anch'essa raffreddata con

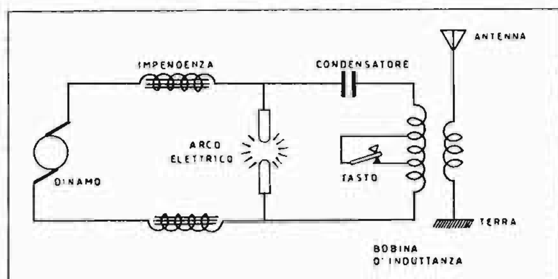


Fig. 2.11. - **TRASMITTENTE AD ARCO.** L'arco rimane sempre acceso, e la trasmissione avviene cortocircuitando alcune spire della bobina d'induttanza del circuito sintonico (onda di lavoro).

circolazione d'acqua. L'arco era presente tra le espansioni polari di un potente elettromagnete.

Poichè l'arco non può venir acceso e spento in modo da seguire la manipolazione del tasto, come invece avveniva per le scintille, rimaneva sempre acceso, durante tutta la trasmissione. Il tasto provvedeva a mettere in cortocircuito alcune spire dell'avvolgimento, come in fig. 2.11, ciò che determinava una variazione della lunghezza di onda. Le lunghezze d'onda erano, in tal modo, due: quella di lavoro, corrispondente al tasto abbassato, e quella di riposo corrispondente al tasto alzato. Gli apparecchi riceventi venivano accordati sull'onda di lavoro. In Italia vennero costruite due grandi stazioni ad arco, quella di Roma San Paolo e quella di Coltano Nuova.

L'idea di produrre correnti alternate ad elevatissima frequenza con apposite macchine elettriche molto veloci, anzichè con scintille, archi elettrici, ecc., ebbe conseguenze assai importanti, tanto che gran parte delle stazioni trasmittenti trascontinentali e transatlantiche funzionarono per molti anni, e alcune funzionano ancora, con *alternatori ad alta frequenza*. Dopo alcuni tentativi poco fruttuosi effettuati da Reginald Aubrey Fessenden, grandi alternatori ad alta frequenza furono progettati dall'ing. Ernst F. W. Alexanderson, tra il 1910 e il 1925.

In essi vi è un disco di ferro che ruota a velocità elevatissima, quella di circa 3 000 giri al minuto, pari a 50 giri al secondo. A tale scopo esso è foggiato in modo particolare, largo al centro e sottile alla periferia. Sull'orlo superiore porta numerosissimi denti, in media un migliaio, oppure sono praticate in esso altrettante feritoie. Ogni sua parte è studiata in modo da limitare al massimo la resistenza dell'aria e la produzione di calore.

La parte fissa, disposta intorno all'orlo superiore del disco, è costituita da numerosissimi poli magnetici, ciascuno dei quali è provvisto di due avvolgimenti, v. figura 2.12, quello di campo percorso da corrente continua, e quello secondario in cui, durante la rotazione del disco, si producono le onde di corrente oscillante. Davanti a ciascuno dei poli si presentano, uno dopo l'altro, i denti del disco, e ciascuno di essi determina una variazione nel campo magnetico, la quale variazione produce a sua volta un'onda di corrente nell'avvolgimento secondario.

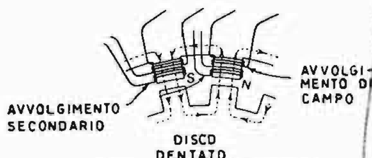


Fig. 2.12. - PRINCIPIO DEGLI ALTERNATORI AD ALTA FREQUENZA.

Poichè davanti a ciascun polo si presentano, uno dopo l'altro, 50 000 denti durante ciascun secondo (ossia i 1 000 del disco moltiplicati per i 50 giri al secondo), in ciascun avvolgimento secondario si producono 50 000 onde di corrente al secondo, ossia si produce una corrente oscillante alla frequenza di 50 000 cicli al secondo.

I numerosissimi avvolgimenti secondari sono collegati insieme in modo da ottenere un'unica corrente oscillante, dalla sovrapposizione delle varie correnti prodotte, di intensità e di tensione adeguati alla alimentazione dell'antenna trasmittente. Il rendimento dell'alternatore è assai elevato, circa il 75 %, molto più di qualsiasi altro sistema di produzione di corrente oscillante, e bene adatto per sviluppare correnti assai intense, quindi irradiare potenze cospicue. È stato utilizzato in numerose stazioni trasmittenti di grande e grandissima potenza, tutte irradianti onde molto lunghe, da 6 000 a 20 000 metri.

Alla manipolazione del tasto corrisponde la variazione della lunghezza d'onda, come nei sistemi ad arco. È necessario che la velocità dell'alternatore sia mantenuta costante, poichè da essa dipende la lunghezza d'onda.

Calcolo della frequenza del circuito accordato.

Quando siano note la capacità e l'induttanza di un circuito accordato, la sua frequenza si calcola con la formula (4). Questa formula pratica risulta dalla seguente formula teorica:

$$(1) \quad \text{Frequenza (in cicli)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\text{Induttanza (in henry)} \times \text{Capacità (in farad)}}}$$

la quale corrisponde a quella del pendolo, poichè la capacità del condensatore è analoga al peso del pendolo e l'induttanza della bobina alla lunghezza del filo che lo sostiene. Dato che le due unità di misura, il henry per l'induttanza e il farad per la capacità, sono assai grandi, si adopera la loro milionesima parte, ossia il microhenry (μH) e il microfarad (μF) e la formula risulta la seguente:

$$\text{(2)} \qquad \text{Frequenza (in cicli)} = \frac{1\,000\,000}{2\pi \sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in } \mu\text{F)}}}.$$

Ma in radiotecnica la frequenza si esprime in chilocicli, migliaia di cicli, e la capacità si esprime in micromicrofarad, milionesimo di microfarad, ossia in picofarad (pF), e allora la formula diventa la seguente:

$$\text{(3)} \qquad \text{Frequenza (in chilocicli)} = \frac{1\,000\,000}{2\pi \sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}}$$

Questa formula può venir semplificata dividendo 1 000 000 per 2π, ossia poichè 1 000 000 : 6,283 = 159 155, si può scrivere:

$$\text{(4)} \qquad \text{Frequenza (in chilocicli)} = \frac{159\,155}{\sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}}$$

la quale è la nota formula pratica già indicata.

Per le frequenze molto elevate, espresse in megacicli, conviene valersi della formula seguente:

$$\text{(5)} \qquad \text{Frequenza}^2 \text{ (in megacicli)} = \frac{25\,330}{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in pF)}}$$

Se, per es., l'induttanza è di 0,1 microhenry e la capacità è di 10 picofarad, la frequenza del circuito accordato è di:

$$f^2 = \frac{25\,330}{0{,}1 \times 10} = 25\,330 \qquad \text{da cui} \qquad f = \sqrt{25\,330} = 159 \text{ megacicli.}$$

Conosciuta la frequenza del circuito accordato è facile conoscere quale sia la lunghezza dell'onda radio ad essa corrispondente, basta consultare la tabella di ragguaglio, oppure adoperare la formula 300 000 : frequenza in chilocicli = lunghezza d'onda in metri. Così ad esempio se dalla formula indicata risulta che la frequenza è di 800 chilocicli, la corrispondente lunghezza d'onda è di 300 000 : 800 = 375 metri. Se è espressa in megacicli, allora si adopera la formula 300 : frequenza in megacicli = lunghezza d'onda in metri. Se, per es., la frequenza è quella di 159 megacicli, ad essa corrisponde la lunghezza d'onda di 300 : 159 = 1,8 metri.

Comunque, si può trovare una formula per la lunghezza d'onda corrispondente a dati valori di induttanza e di capacità, utilizzando la formula della frequenza. Si parte della seguente relazione:

Lunghezza d'onda (in metri) = Velocità (in metri) : Frequenza (in cicli)

poi al posto della frequenza si mette la formula corrispondente, la (2), con valori di induttanza in microhenry e di capacità in microfarad. Poichè la velocità è di 300 000 000 di metri al secondo, risulta:

$$\lambda \text{ (in metri)} = 300\,000\,000 : \frac{1\,000\,000}{2\pi \sqrt{\text{Induttanza (in } \mu\text{H)} \times \text{Capacità (in } \mu\text{F)}}}$$

la quale si può anche scrivere così:

$$\lambda \text{ (in m)} = \frac{2\pi \times 300\,000\,000 \times \sqrt{\text{L (in } \mu\text{H)} \times \text{C (in } \mu\text{F)}}}{1\,000\,000}$$

$$= 600 \sqrt{\text{L (in } \mu\text{H)} \times \text{C (in } \mu\text{F)}}$$

$$= 1\,885 \sqrt{\text{L (in } \mu\text{H)} \times \text{C (in } \mu\text{F)}}$$

dove λ indica la lunghezza d'onda, L l'induttanza e C la capacità.

Se, per es., l'induttanza è di 405 microhenry e la capacità è di 2 000 pF, ossia 0,002 microfarad, la lunghezza d'onda risulta la seguente:

$$1\,885 \sqrt{405 \times 0{,}002} = 1\,885 \times 0{,}9 = 1\,696 \text{ metri circa.}$$

2. - PRINCIPIO DELLA TRASMISSIONE RADIOFONICA

Modulazione e segnale.

Le stazioni radiofoniche trasmettono voci e suoni modulando le onde radio che diffondono dalle loro antenne. Il termine *modulazione* delle onde radio equivale a quello di *incisione* dei dischi fonografici — si suol dire che l'onda radio è modulata e che il disco fonografico è inciso. Tutto l'insieme delle voci e dei suoni che possono venir diffusi nello spazio modifica la forma delle onde radio e costitusce il *segnale.* Il termine segnale è generico e serve ad indicare tanto il contenuto della trasmissione radiofonica quanto quello delle trasmissioni telegrafiche, televisive, ecc. Per *segnale* s'intende ciò che è stato applicato all'onda radio; può essere *segnale a bassa frequenza* (suono) o *segnale a videofrequenza* (visione).

È evidente che non è possibile applicare un suono direttamente ad un'onda radio, sicchè in realtà il segnale non viene applicato all'onda radio bensì alla *corrente oscillante* che la determina. In genere si suol dire che il *segnale viene messo in onda,*

e per *onda* si intende tanto l'onda della corrente oscillante quanto la corrispondente onda radio vera e propria.

Nello stesso modo per *segnale* non si intende il suono vero e proprio — che non potrebbe venir applicato nè all'*onda di corrente* nè all'*onda radio* — bensì la *tensione elettrica* che il suono stesso ha prodotto tramite il *microfono*, e che vien detta *tensione*

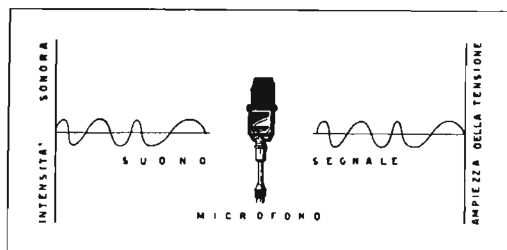


Fig. 2.13. - Alle variazioni della pressione d'aria (suoni e rumori) che pervengono al microfono, esso fa corrispondere analoghe variazioni di tensione elettrica. Il microfono è un trasduttore.

di modulazione. Essa è molto simile all'onda sonora che l'ha prodotta, e se non vi fosse nessuna distorsione sarebbe identica. All'*ampiezza* dell'onda sonora corrisponde l'ampiezza della tensione di modulazione, ossia tanto più forte è il suono tanto maggiore è la tensione prodotta, come indica la fig. 2.13.

Frequenza e ampiezza dell'onda portante.

L'onda radio ha una certa *frequenza* ed una certa *ampiezza*. La sua *frequenza* è quella propria della stazione trasmittente, e dipende dalla lunghezza d'onda trasmessa. L'*ampiezza* dipende dall'energia AF irradiata ossia dipende dalla potenza della trasmittente. Tanto più potente è l'emittente, tanto più ampia è l'onda radio diffusa.

In *assenza di modulazione* la frequenza e l'ampiezza della onda radio non variano. Non appena ha inizio la modulazione, ossia non appena è presente il segnale, l'ampiezza dell'*onda portante* — tanto quella di corrente e quanto quella radio — varia in perfetta corrispondenza con le variazioni d'ampiezza della tensione di modulazione e quindi con quelle dell'onda sonora. La frequenza invece non varia. In fig. 2.14 sono indicati quattro esempi — nella prima riga orizzontale sono segnate le tensioni di modulazione, ossia i segnali; nella riga sottostante sono segnate le variazioni d'ampiezza d'onda. Nel primo esempio nessun suono è presente e l'ampiezza dell'onda non varia; nel secondo esempio è presente un suono debole, il quale determina aumenti e diminuzioni nell'ampiezza dell'onda portante. Gli aumenti di tensione positiva fanno aumentare l'ampiezza sopra il livello normale, quelli di tensione negativa fanno diminuire l'ampiezza sotto il livello normale, come nel caso di una superficie d'acqua, fig. 1.1. Se il suono è forte, come nel terzo esempio,

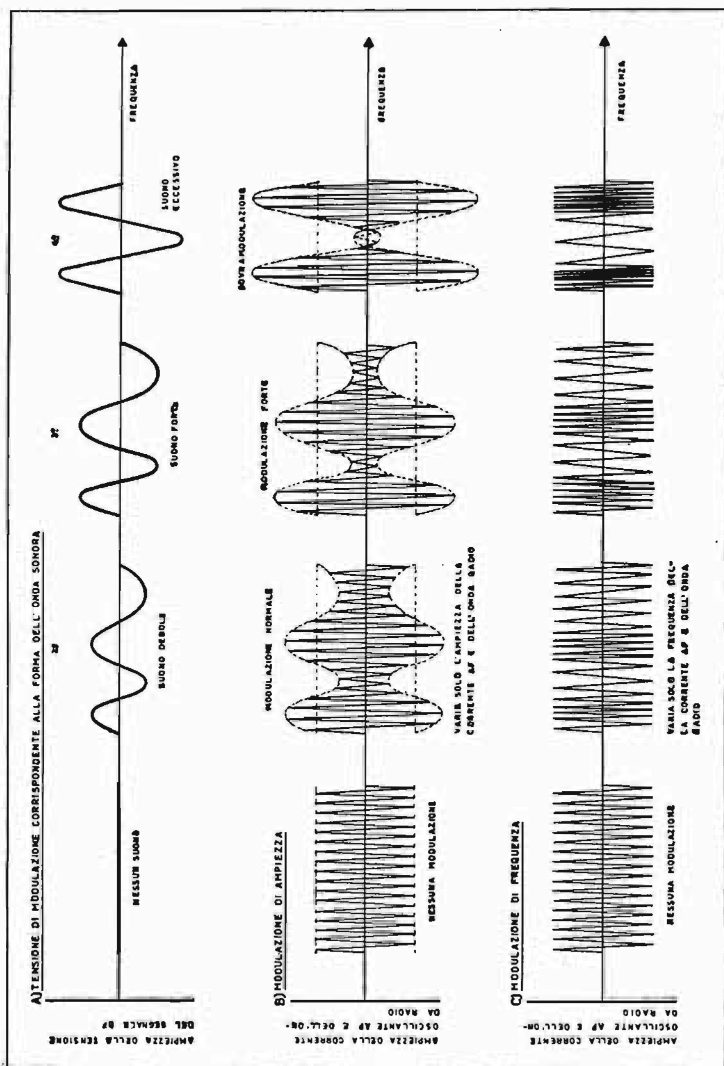


Fig. 2.14. - In alto: segnali a bassa frequenza. In mezzo: esempi di onde radio ad ampiezza modulata (AM). In basso: esempi di onde radio a frequenza modulata (FM).

le variazioni d'ampiezza dell'onda portante sono più forti. Dalla figura si può constatare che non è possibile trasmettere suoni di qualsiasi intensità poichè ad un certo punto l'ampiezza dell'onda portante diventa insufficiente, è questo il caso del quarto esempio, nel quale l'ampiezza della tensione di modulazione è maggiore dell'ampiezza dell'onda portante con conseguente so*vramodulazione*.

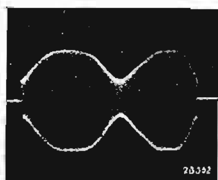


Fig. 2.15. - Oscillogramma di corrente oscillante ad ampiezza modulata. Le due curve chiare opposte costituiscono la forma dell'onda sonora applicata alla corrente oscillante.

Quando era in uso l'incisione verticale dei dischi, la profondità dell'incisione corrispondeva all'intensità dei suoni, ed essa non poteva superare lo spessore dei dischi, poichè alla sovraincisione sarebbe corrisposta la foratura dei dischi, come alla sovramodulazione corrisponde l'interruzione dell'onda portante. Attualmente è in uso l'incisione orizzontale dei dischi, e l'intensità dei suoni incisi è limitata dalla larghezza del solco. Più stretto è il solco, più ridotta è l'intensità sonora dei suoni incisi.

Quando il suono è tanto forte da utilizzare tutta l'ampiezza dell'onda portante si suol dire che la modulazione è al 100 per cento.

Modulazione d'ampiezza (AM) e modulazione di frequenza (FM).

La modulazione dell'onda portante può aver luogo in due modi: variando l'ampiezza e lasciando costante la frequenza, e si ha la *modulazione di ampiezza*, oppure variando la frequenza e lasciando costante l'ampiezza, ed è questa la *modulazione di frequenza*. È quanto illustra la fig. 2.16.

Tutte le normali stazioni emittenti utilizzano la *modulazione d'ampiezza*, ossia la modulazione del tipo AM (*ampiezza modulata*), solo nella gamma delle onde ultracorte vi sono emittenti che utilizzano la modulazione del tipo FM (*frequenza modulata*). Le emittenti FM vanno acquistando sempre maggiore importanza poichè possono trasmettere una gamma molto estesa di suoni, consentendo riproduzioni sonore assai simili alle naturali, per il fatto d'essere meno disturbate e anche per altre ragioni. Nella terza riga della fig. 2.14 sono indicati quattro esempi di onde portanti a frequenza modulata.

La modulazione d'ampiezza (AM) presenta due notevoli svantaggi, il primo dei quali è che l'energia AF irradiata varia con la modulazione, anzichè essere costante come sarebbe desiderabile. A modulazione completa, del 100 per cento, la potenza media d'uscita delle emittenti AM aumenta del 50 per cento, per cui se la potenza è di 10 kW in assenza di modulazione essa sale a 15 kW a modulazione completa. Questa fluttuazione di potenza degli impianti di trasmissione richiede che la loro efficienza sia bassa. In altri termini le emittenti AM non possono trasmettere normalmente con la massima potenza, devono trasmettere con potenza ridotta, in modo da riservare la massima potenza ai suoni più forti. La modulazione di ampiezza è in definitiva una modulazione di potenza.

Il secondo svantaggio della modulazione d'ampiezza consiste nell'impossibilità di trasmettere suoni acuti, e quindi tutte le armoniche più alte, dalle quali dipende il *timbro* dei suoni, per cui la nota di un violino si distingue dalla stessa nota prodotta da un flauto.

La gamma sonora va da 16 a circa 16 000 cicli al secondo, e di essa soltanto la parte inferiore può venir trasmessa, quella che da 16 va a 4 500 c/s. Ciò avviene per il fatto che a ciascun lato della frequenza dell'onda portante — detta brevemente *frequenza portante* — si formano altre frequenze durante la modulazione, sicchè le

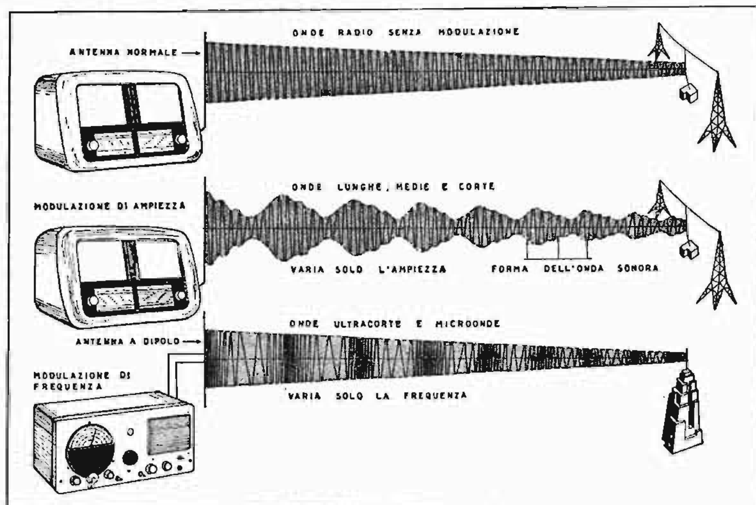


Fig. 2.16. - Alto: assenza di modulazione, l'apparecchio non riproduce alcun suono. Centro: la forma dell'onda sonora trasmessa corrisponde alla variazione d'ampiezza delle onde radio. Basso: la forma della stessa onda sonora corrisponde alla variazione di frequenza, ossia di lunghezza, delle onde radio.

emittenti irradiano tutto un *canale di frequenze*. La larghezza di questo canale dipende dal tono del suono trasmesso, ossia dalla sua frequenza, ed è tanto maggiore quanto più alto è il tono, ossia quanto più acuto è il suono. Se, per es., l'emittente funziona con l'onda di 300 metri, la sua frequenza portante è di 1 000 chilocicli, ora se il suono prodotto davanti al microfono ha la frequenza di 2 000 cicli al secondo, pari a 2 chilocicli, durante la trasmissione si formano, ai lati della frequenza portante, due altre frequenze, quelle di 1 000 — 2 chilocicli = 998 chilocicli, e quella di 1 000 + 2 chilocicli = 1 002 chilocicli, come in fig. 2.17. In questo caso la larghezza del canale è di 4 chilocicli, ossia la larghezza del canale corrisponde al doppio della frequenza di modulazione. Se invece di un suono di 2 000 c/s si fosse trattato di un suono molto

più alto, per es. di 16 000 c/s, pari a 16 kc, la larghezza del canale sarebbe stata di 32 kc.

La gamma delle onde medie è larga circa 1 100 kc, in quanto va da 500 a

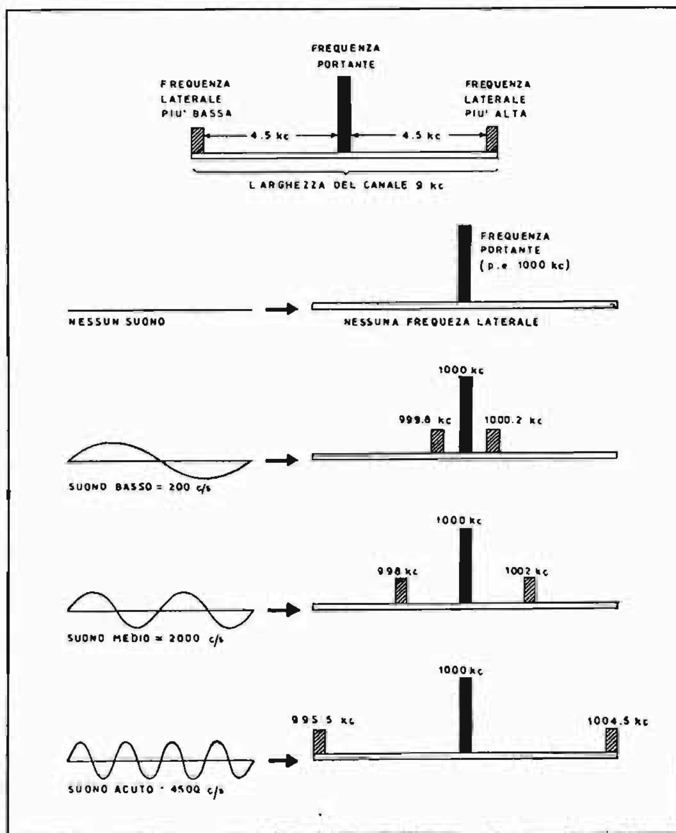


Fig. 2.17. - Quando vi è modulazione, l'emittente diffonde un canale di frequenze, la cui larghezza dipende dalla frequenza (altezza) del suono.

1 600 kc, e se i canali fossero larghi 32 kc solo 1 100 : 32 = 34 emittenti potrebbero trovarvi posto. Le emittenti sono invece molte di più, ed affinchè ciascuna possa avere il suo canale, senza interferire con le adiacenti, è stato necessario ridurre la larghezza

del canale a 9 kc, per cui la massima frequenza di modulazione che è consentito di trasmettere è appunto quella di 9 000 : 2 = 4 500 c/s, come indica la fig. 2.17.

Le frequenze che il segnale produce ai lati della portante sono dette *frequenze laterali* e formano le *bande laterali di modulazione*. L'apparecchio ricevente deve consentire il passaggio all'intero canale della emittente sulla quale è accordato, non deve cioè essere troppo selettivo. È perciò che gli apparecchi ad alta selettività sono caratterizzati dalla riproduzione cupa, in quanto eliminano le frequenze laterali più alte, ed invece di lasciar passare un canale di 9 kc, ne lasciano passare uno di 8 o 7 kc. Con un apparecchio di elevatissima selettività, tale da poter essere accordato sulla esatta frequenza della emittente non si sentirebbe nessun suono e nessuna voce, in quanto lascerebbe passare solo la frequenza portante escludendo le frequenze laterali nelle quali è presente il segnale.

3. - PRINCIPIO DELLA RICEZIONE RADIOFONICA

La rivelazione.

Mentre la modulazione consiste nell'applicare il segnale — ossia la tensione a frequenza acustica ottenuta dal microfono e convenientemente amplificata — alla

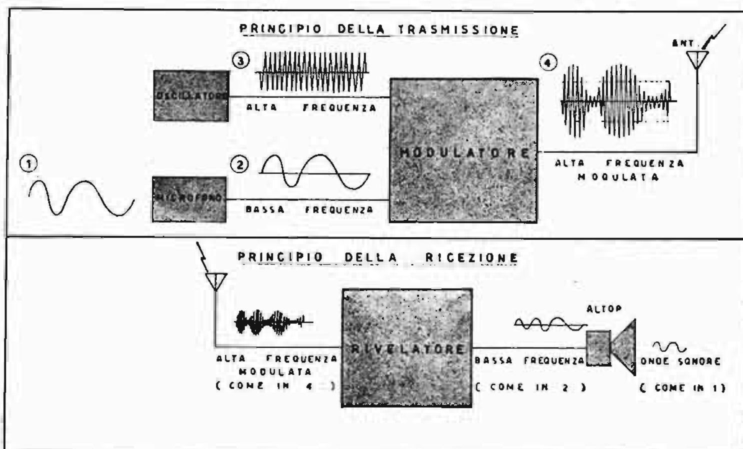


Fig. 2.18. - Nella trasmissione il segnale a bassa frequenza (2) corrispondente alle voci e ai suoni (1) viene unito alla corrente oscillante (3) da inviare all'antenna. Nella ricezione si provvede all'operazione inversa, ossia alla separazione del segnale dalla corrente oscillante.

corrente oscillante con la quale alimentare l'antenna trasmittente, la *rivelazione* consiste nel procedimento opposto, ossia nel prelevare dalla corrente oscillante in arrivo il segnale a frequenza acustica da amplificare e ritradurre in suoni.

La rivelazione è necessaria per il fatto che voci e suoni vengono riprodotte da vibrazioni meccaniche del riproduttore sonoro, per es. quelle di una lamina metallica (cuffia telefonica) oppure di un cono di carta (altoparlante). Non è possibile ottenere vibrazioni meccaniche alla frequenza della corrente oscillante, poichè essa è dell'ordine di milioni e di miliardi di cicli al secondo, mentre la frequenza acustica è dell'ordine di centinaia o di migliaia di cicli al secondo. Non si ottiene alcun suono se ad una cuffia telefonica o ad un altoparlante si invia una corrente oscillante modulata. Affinchè ciò avvenga è necessario provvedere anzitutto alla rivelazione.

La rivelazione consiste nel *rettificare* la corrente oscillante modulata, ossia nell'eliminare le sue semi-onde positive oppure — ed è la stessa cosa — quelle negative. Ne risulta una corrente continua pulsante ad ampiezza variabile, v. fig. 2.19, la quale si comporta come se fosse una semplice corrente continua ad ampiezza variabile, simile a quella ottenuta dal microfono, nella stazione emittente.

La fig. 2.18 indica i due processi di modulazione e di rivelazione, alla base della trasmissione e della ricezione delle onde radio, o meglio delle correnti oscillanti. Nella stazione trasmittente vi è il *modulatore*, atto a sovrapporre le due correnti, quella a frequenza acustica e quella ad alta frequenza, in modo da ottenerne una sola. Nell'apparecchio ricevente vi è il *rivelatore*, atto a ricavare la frequenza acustica dall'alta frequenza della corrente oscillante. Si può dire che l'emittente provvede a convertire la *bassa frequenza* in *alta frequenza* (radio frequenza) e che l'apparecchio ricevente provvede a convertire l'alta frequenza in bassa frequenza.

Per questa ragione tutta la parte dell'apparecchio radio che si trova tra l'antenna e il rivelatore vien detta *ad alta frequenza*, mentre l'altra parte, quella tra il rivelatore e l'altoparlante, vien detta *a bassa frequenza*.

La rivelazione può essere ottenuta in diversi modi, il più semplice dei quali consiste nell'adoperare uno dei tanti cristalli a conduttività unilaterale, ossia *cristalli rivelatori*, quale ad esempio la zincite (ossido di zinco), la bormite (solfuro di rame e ferro), la molibdenite, il carborundum (silicio e carbonio) e la galena (solfuro di piombo). Per quasi venti anni il carborundum fu utilizzato negli apparecchi riceventi a bordo di navi, mentre la galena è stata ed è tuttora utilizzata per la ricezione della stazione locale in cuffia telefonica.

Esempi di ricevitori a cristallo.

Il ricevitore a galena di fig. 2.19 può venir approssimativamente accordato con la frequenza di trasmissione, variando l'induttanza della sua bobina, la quale è perciò provvista di un certo numero di prese. Il ricevitore di fig. 2.20 è invece provvisto a tale scopo di un condensatore variabile, posto in parallelo alla bobina, la quale perciò può essere fissa, senza prese. Nello schema, la bobina è invece provvista di doppie prese, ma esse servono a due scopi diversi. Uno di questi è di poter utilizzare una sola bobina e di ottenere nello stesso tempo che il circuto d'antenna sia accoppiato a quello di sintonia.

Il secondo scopo è di variare l'intensità di ricezione, ciò che è utile se l'emittente

è vicina. Il cristallo può venir collegato alle prese della bobina, e quindi prelevare una parte della tensione AF presente ai capi della bobina stessa. Più il collegamento è verso terra, minore è la tensione prelevata e minore è anche l'intensità di ricezione.

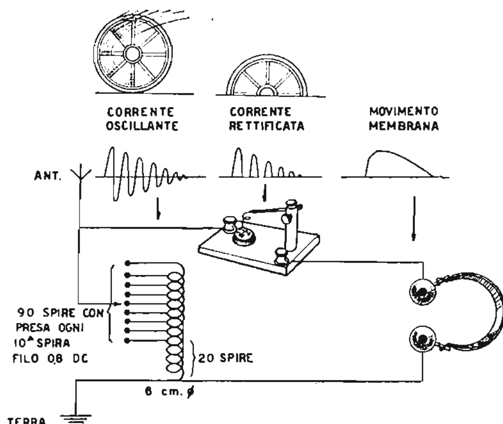


Fig. 2.19. - PRINCIPIO DELLA RIVELAZIONE. La separazione del segnale dalla corrente oscillante modulata, ottenuta per la captazione delle onde radio, si ottiene semplicemente rettificando tale corrente con un cristallo rivelatore o con valvola elettronica.

La capacità del variabile non ha molta importanza, può essere da 350 pF sino a 500 pF. Se la ricezione risulta stridente, un condensatore fisso va posto ai capi della cuffia, affinchè consenta il passaggio a eventuali tracce di alta frequenza e alle frequenze acustiche più elevate. La capacità deve essere la minore possibile, da 2 000 pF sino ad un massimo di 10 000 pF. Maggiore è la capacità, maggiori sono le perdite di frequenze elevate, e più cupa diviene la riproduzione sonora.

Lo schema di fig. 2.21 è utilizzato quando le emittenti locali trasmettono a frequenze vicine, difficilmente separabili. I due circuiti, quello d'antenna e quello accor-

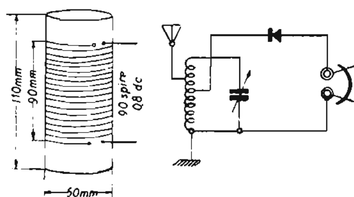


Fig. 2.20. - TIPICO SCHEMA DI RICEVITORE A CRISTALLO.

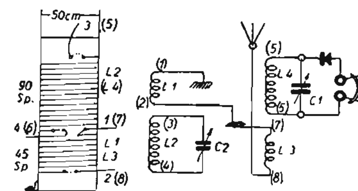


Fig. 2.21. - SCHEMA DI RICEVITORE A CRISTALLO A CIRCUITO DI ASSORBIMENTO (L2-C2). È adatto per ricezioni in città con due emittenti, una da ricevere e l'altra da eliminare.

dato, sono nettamente separati; inoltre al circuito d'antenna è accoppiato un secondo circuito accordato, identico a quello di sintonia, e detto *di assorbimento* o anche *trappola*. Sono necessari due condensatori variabili, C-1 da accordare con la stazione che si intende ricevere. e C-2 da accordare con l'altra stazione. in modo da assorbirla,

impedire cioè che si presenti ai capi di L-3 e passi nel circuito rivelatore. Le due bobine vengono poste ad angolo retto, un po' distanti, per evitare accoppiamenti che possono rendere inutile il circuito d'assorbimento. I due condensatori variabili sono eguali e separati, la loro capacità è la solita, 350 pF o 500 pF. Ove occorra, va aggiunto il condensatore fisso.

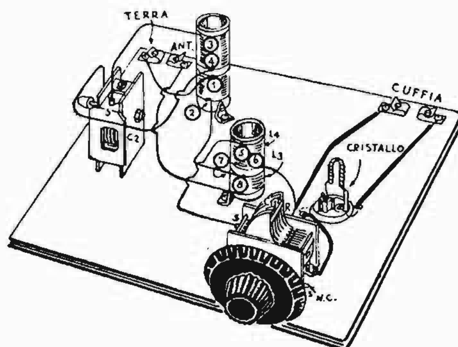


Fig. 2.22. - Esempio di realizzazione pratica, su tavoletta di legno, del circuito di fig. 2.21.

Il cristallo di carborundum offre il vantaggio di una notevole stabilità di funzionamento. Una piastrina di acciaio è pressata contro una punta del cristallo; la pressione è in media di 2 kg e può venir regolata con una vite. Inoltre al cristallo è applicata una debole tensione di polarizzazione, che a volte conviene sia positiva altre negativa. È ottenuta con due pile a secco di 1,5 V. La sensibilità dipende oltre che dalla struttura del cristallo anche dalla pressione della piastrina e dalla tensione di polarizzazione. Quest'ultima è perciò variabile mediante un potenziometro. Il valore del potenziometro dovrebbe essere basso per evitare attenuazione dei segnali, e alto per evitare l'esaurimento delle pile. In media è di 200 ohm.

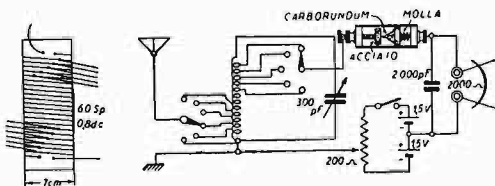


Fig. 2.23. - SCHEMA DI RICEVITORE A CARBORUNDUM. È stato usato, per diversi anni, per ricevitori installati a bordo di piroscafi.

Lo schema di fig. 2.23 è tipico. La bobina è provvista di prese per il cristallo e di altre prese per il circuito d'antenna. Può venir utilizzato anche lo schema a due condensatori, con circuito d'antenna separato. Nello stesso modo va usato pure il cristallo di perikon.

Va notato che il carborundum è un cristallo ad alta resistenza, per il quale è meglio adatto un elevato rapporto tra il valore dell'induttanza e quello della capacità del circuito accordato, con conseguente opportunità di usare un variabile di capacità poco elevata, al massimo 300 pF, ciò che però restringe la gamma di ricezione. Al contrario, il cristallo di galena è a bassa resistenza, e si presta a rapporti bassi di induttanza-capacità, quindi all'impiego di variabili di capacità elevata, con conseguente vasta gamma di sintonia.

Principio della riproduzione sonora con cuffia.

LA CUFFIA TELEFONICA D'ASCOLTO. — Il principio è quello del telefono di *Meucci*, di cui la fig. 2.24. Sopra una delle estremità di un cilindretto d'acciaio magnetizzato è infilato un rocchetto di sottilissimo filo di rame isolato, e davanti ad esso è posto un dischetto di ferro dolce, la *membrana*. L'insieme è contenuto in una custodia di materiale plastico. Se una corrente fluisce nel rocchetto, essa determina l'accrescimento della forza di attrazione del magnete sulla membrana, che perciò si piega verso di esso. Se l'intensità della corrente varia rapidamente, la membrana segue tali variazioni e riproduce un suono.

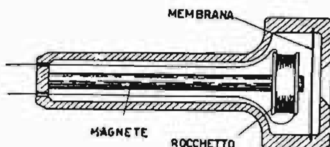


Fig. 2.24. - PRINCIPIO DELLA RIPRODUZIONE DELLA VOCE E DEI SUONI.

La cuffia telefonica d'ascolto è costituita da due *auricolari*, appoggiabili contro ciascuna orecchia, nell'interno dei quali è presente un magnete permanente a ferro di cavallo, fig. 2.25, con le estremità piegate verso l'alto, che ne costituiscono i poli. Essi portano i *rocchetti*. La membrana è in tal modo sollecitata da due poli, e la corrente fluisce nei due rocchetti, collegati in serie, entro ciascun auricolare. Il magnete permanente è necessario poichè la forza di attrazione esercitata sulla membrana è proporzionale al quadrato della densità di flusso presente nell'intercapedine tra la membrana e i poli sottostanti.

La *sensibilità* della *cuffia* d'ascolto è molto elevata, tanto da rivelare la presenza di tensioni di qualche milionesimo di volt. Per una buona ricezione è sufficiente una corrente di appena 5 microampere, ma una buona cuffia deve poter rivelare correnti molto più deboli. La sensibilità dipende dall'intensità del campo magnetico, dal numero di spire di ciascun rocchetto (alcune migliaia), dalla distanza tra la membrana e i poli, nonchè da altri fattori. La membrana non deve però trovarsi troppo vicina ai poli per evitare di toccarli durante la vibrazione. A volte la distanza della membrana dai poli è regolabile.

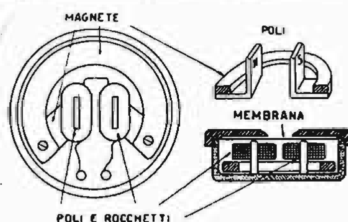


Fig. 2.25. - ELEMENTI DELLA CUFFIA TELEFONICA NORMALE.

La *resistenza della cuffia* può essere bassa, da 75 a 100 ohm per auricolare, oppure alta, da 1 000, 2 000 o 3 000 ohm per auricolare. Quelle a bassa resistenza sono utilizzate per la telefonia, sono provviste di rocchetti di filo relativamente grosso, in quanto vengono percorsi da correnti abbastanza intense. Quelle ad alta resistenza sono adatte per l'ascolto dei segnali radio, ed il filo dei loro rocchetti è molto sottile. L'elevata resistenza è necessaria sia per evitare un carico eccessivo ai capi del cir-

cuito, sia perchè cristallo e cuffia si comportano come un divisore di tensione, per cui se la resistenza della cuffia è bassa, è bassa anche la tensione che si determina ai suoi capi.

L'impedenza della cuffia differisce dalla resistenza in quanto quest'ultima si riferisce alla opposizione che il filo dei suoi rocchetti presenta al passaggio della *corrente continua*, mentre l'impedenza si riferisce all'opposizione presentata dai rocchetti stessi, in quanto avvolti, a variazioni di corrente, quindi alle correnti a bassa frequenza. Essa non è costante, ma varia con la frequenza, ed è proporzionale ad essa, per cui a frequenze assai elevate anche l'impedenza è altrettanto elevata. È perciò che la corrente oscillante non può passare attraverso i rocchetti; qualora sia presente trova una via *di* fuga attraverso la *capacità distribuita*, esistente tra uno strato e l'altro dei rocchetti stessi.

CUFFIA BILANCIATA O BALDWIN. — Nelle cuffie di tipo normale, la membrana metallica è costantemente piegata verso il magnete sottostante, in quelle di tipo bilanciato vi è invece una membrana di *mica*, simile a quella dei fonografi, ed il suo movimento è comandato da un ago che fa capo ad un apposito equipaggio mobile, fig. 2.26. Esso è costituito da una sottile e leggera armatura di ferro mobile intorno ad un fulcro centrale, e disposta tra i poli affacciati del magnete. In assenza di corrente, l'azione dei poli sull'armatura risulta *bilanciata* e la membrana è in posizione normale. Non appena è presente una corrente, ha luogo l'attrazione dell'armatura che si muove intorno al proprio fulcro, e comunica il suo movimento alla membrana. Sono possibili forti riproduzioni sonore senza eccessiva distorsione.

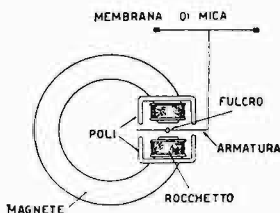


Fig. 2.26. - PRINCIPIO DELLA CUFFIA BILANCIATA E DEL DIFFUSORE MAGNETICO.

CUFFIA A BOBINA MOBILE. — In questo tipo, la membrana è di leggera lega di alluminio ed è curvata a duomo verso il centro, come in fig. 2.27. Al posto dei due rocchetti vi è una leggerissima bobina di filo, collocata sotto l'orlo della membrana, e libera di muoversi tra le espansioni polari del magnete permanente. In presenza di corrente BF, la bobina è sollecitata a muoversi per la presenza del campo magnetico, e determina il movimento della membrana. Il movimento della bobina mobile è proporzionato al prodotto dell'intensità della corrente per quella del campo magnetico. La membrana è fissata, mediante supporti elastici, alla calotta metallica. Cuf-

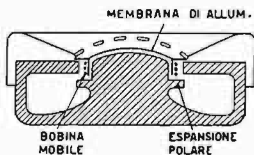


Fig. 2.27. - PRINCIPIO DELLA CUFFIA A BOBINA MOBILE. È questo pure il principio degli altoparlanti, con la differenza che la bobina mobile è collegata alla sommità di un cono di carta.

fie di questo tipo sono ad alta fedeltà di riproduzione, in quanto riproducono con notevole uniformità le frequenze entro una vasta gamma. Sono adatte per riproduzioni musicali.

CUFFIA A CRISTALLO PIEZOELETTRICO. — Alcuni cristalli, tra cui il sale di Rochelle, il quarzo, la tormalina, ecc., si contraggono e si dilatano a seconda del senso della tensione che ad essi viene applicata. È questo un aspetto del fenomeno *della piezoelettricità*. Di esso si approfitta per la costruzione di particolari cuffie d'ascolto, nelle quali al posto del magnete e dei rocchetti vi è un cristallo piezoelettrico, disposto con una delle punte in contatto con il centro della membrana, e con l'altro in contatto con la custodia. A variazioni della tensione applicata corrispondono variazioni delle dimensioni del cristallo, ossia dilatazioni e contrazioni che vengono comunicate alla membrana, la quale in tal modo vibra. Presentano impedenza elevatissima e sono utili in casi particolari.

4 - LA CAPTAZIONE DELLE ONDE RADIO

Antenna, segnale e sensibilità.

L'apparecchio radio può funzionare solo se alla sua entrata è presente una sufficiente tensione AF dovuta alla captazione delle onde radio provenienti dalla emittente desiderata. Affinchè ciò avvenga è necessario che l'apparecchio sia provvisto di un adeguato captatore d'onda, collegato alla sua entrata, ossia è necessario sia provvisto di *antenna*.

La tensione AF che una data antenna può determinare all'entrata dell'apparecchio alla quale è collegata dipende dalla sua lunghezza, dalla sua altezza effettiva, dalla sua forma geometrica e da altri fattori minori. Essa deve essere proporzionata alla *sensibilità* dell'apparecchio, ossia all'amplificazione complessiva — AF e BF — di cui esso è capace. Se la sensibilità dell'apparecchio è molto elevata, come avviene per i ricevitori a molte valvole, è sufficiente una minima tensione AF alla sua entrata, per ottenere una sufficiente audizione. Può bastare, per esempio, la tensione di 10 microvolt. In tal caso l'antenna può essere costituita da un ago da calza per la ricezione di tutte le principali emittenti.

All'opposto se si tratta di un ricevitore a cristallo, senza amplificazione, è necessario che l'antenna determini alla sua entrata la massima tensione AF possibile, ossia che in certo qual modo essa si sostituisca alle valvole amplificatrici. Con un'antenna adeguata e con l'emittente locale è per esempio possibile che all'entrata del ricevitore a cristallo sia presente una tensione AF elevatissima, di migliaia di microvolt adatta per questo tipo di apparecchio, ma assolutamente inadeguata per un apparecchio di grande sensibilità.

Gli apparecchi normali richiedono una tensione AF da 30 a 70 microvolt, ciò che è possibile ottenere, per la maggior parte delle emittenti, con una breve antenna interna di qualche metro, costituita da un filo isolato disteso a terra. Per questa ragione

l'antenna vera e propria, tesa sopra il tetto della casa o sotto il soffitto della stanza, non è più necessaria per la ricezione radio.

L'installazione d'antenna è necessaria in due casi particolari: a) quando i radio-disturbi sono molto intensi, b) quando la ricezione avviene nella gamma delle onde ultracorte, ossia per televisione e per le emittenti a frequenza modulata.

Antenna esterna e radio-disturbi.

Nei centri cittadini o in località industriali i radio-disturbi sono molto forti e determinano all'entrata degli apparecchi tensioni-disturbo notevoli, tali da rendere difficili o addirittura impossibili ricezioni da emittenti lontane. Infatti, se una data emittente lontana determina all'entrata del ricevitore una tensione-segnale di 10 microvolt e se nello stesso tempo è presente una tensione-disturbo di 4 microvolt, la ricezione è impossibile, poichè i disturbi soverchiano l'audizione.

TENSIONE AF DEI RADIO-DISTURBI

	Onde medie	Onde corte
Località rurale	0.5 - 2 μV/m	0.1 μV/m
Località cittadina	2 - 3 μV/m	0.2 μV/m
Centro cittadino	3 - 5 μV/m	0.3 μV/m
Località industriale	5 - 40 μV/m	1 μV/m

Per diminuire l'intensità dei radio-disturbi si approfitta del fatto che il campo elettromagnetico delle varie emittenti aumenta a mano a mano che ci si eleva dal suolo, e ciò sino ad un certo punto, mentre quello prodotto dalle varie sorgenti di radio-disturbi diminuisce con l'altezza. In fig. 2.28 è indicato come varia il campo e.m.

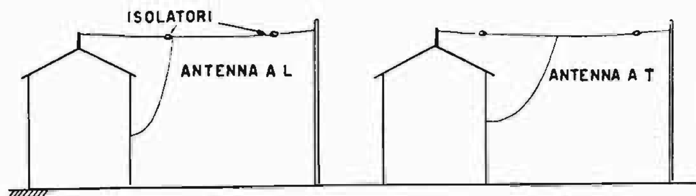


Fig. 2.28. - ANTENNE ESTERNE DI RICEZIONE.

delle emittenti all'interno e all'esterno di un edificio. Se, per esempio, disponendo un'antenna interna di 3 metri al primo piano dell'edificio, si ottiene all'entrata dell'apparecchio una tensione-segnale di 6 microvolt, essa sale a 12 μV se l'antenna viene installata al secondo piano, a 18 μV al terzo piano ed a 36 μV sopra il tetto, dato il minor assorbimento subìto dalle onde radio. Nella figura è indicato il variare del

campo e.m. per un'antenna di un metro. Sicchè se l'antenna installata è di 4 metri, le rispettive tensioni-segnale all'entrata dell'apparecchio sono 8 μV, 16 μV, 24 μV e 48 μV.

Poichè l'intensità dei radio-disturbi è molto minore sopra il tetto degli edifici, è

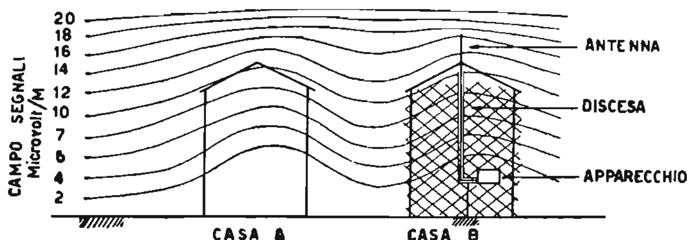


Fig. 2.29. - L'intensità dei segnali radio aumenta con l'altezza, ed è massima sopra il tetto, dove è invece minima l'intensità dei radio-disturbi. Si approfitta di questo fatto per limitare la presenza dei radicali disturbi. Quelli di origine atmosferica non si possono eliminare, per cui la ricezione di emittenti lontane è sempre disturbata.

opportuno installare un'antenna esterna sopra di essi. In tal modo il rapporto *segnale-disturbo* risulta più favorevole, e quindi l'audizione meno disturbata.

L'antenna esterna può essere orizzontale o verticale. La fig. 2.28 indica due antenne di tipo orizzontale, a L e a T. Va fatta con cavetto adatto, e isolata alle estremità. È adatta per località rurali, mentre per edifici cittadini è più adatta l'antenna verticale, la quale presenta anche il vantaggio di ricevere egualmente bene le onde radio provenienti da tutte le direzioni, mentre l'orizzontale può essere più lunga. La fig. 2.30 indica tre tipi di antenne verticali. Può essere costituita da due fili di treccia di rame tesi ai lati di un sostegno di legno, oppure da uno o più cerchi metallici posti in cima al sostegno, o anche da un tubo di ferro con o senza cerchietto superiore.

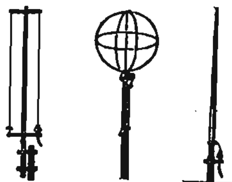


Fig. 2.30. - TIPICI ESEMPI DI ANTENNE ESTERNE. Sono utili se il collegamento con l'apparecchio è schermato, diversamente sono illusorie.

Per gli apparecchi a cristallo e in genere per quelli poco sensibili è adatta *l'antenna-luce*, costituita dalla rete-luce, alla quale vanno collegati con un condensatore di 1 000 pF che costituisce il *tappo-luce*. È questo il principio anche dell'*antenna automatica*, con la differenza che il condensatore è nell'interno dell'apparecchio.

La discesa d'antenna e la presa di terra.

Il conduttore che collega l'antenna esterna con l'entrata dell'apparecchio ricevente vien detto *discesa d'antenna*. Essa costituisce il punto debole di tutta l'installazione e ciò poichè partecipa alla captazione tanto delle onde radio provenienti dalle emittenti

quanto di quelle provenienti dalle sorgenti di disturbo. Dato che i radio-disturbi sono più intensi nell'interno dell'edificio, mentre in esso sono più deboli i segnali, ne risulta che essa elimina almeno in parte il vantaggio conseguito con l'installazione dell'antenna esterna. In più, poichè i disturbi atmosferici non possono venir affatto attenuati, la ricezione delle emittenti lontane risulta sgradevole nonostante l'antenna esterna.

Ne risulta che l'antenna esterna è utile solo nel caso che l'apparecchio ricevente sia poco sensibile, per es. nel caso che si tratti di un apparecchio a tre valvole, oppure in località rurale distante da emittenti.

Per la riduzione dei disturbi l'antenna esterna è poco efficace, salvo il caso in cui si provveda alla discesa mediante cavo *schermato*. Consiste in un conduttore di rame posto al centro di una calza metallica e separato da essa con isolatori. La captazione dei segnali e dei disturbi avviene soltanto da parte della calza esterna, la quale è messa a terra. Il conduttore interno non capta nè segnali nè disturbi, per cui la sola tensione AF presente all'entrata dell'apparecchio è quella determinata dalla captazione delle onde radio — provenienti da emittenti ma anche da disturbi atmosferici — da parte dell'antenna esterna.

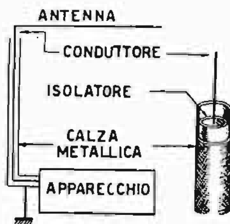


Fig. 2.31. - DISCESA SCHERMATA. È utile per installazioni in località molto disturbate (centri di grande traffico, officine, ecc.). Non ha alcun effetto per l'eliminazione dei disturbi che accompagnano le ricezioni di emittenti lontane.

Il cavo schermato ha due svantaggi, quello di essere costoso e quello di presentare un'elevata perdita di energia AF, per cui è adatto solo per emittenti ad onda media e corta, ma non è adatto per quelle ad onda cortissima, dato che la perdita AF aumenta rapidamente con l'aumentare della frequenza. Le emittenti ad onde corte e cortissime sono però poco disturbate, per cui può riuscire conveniente utilizzare una breve antenna interna per la loro ricezione. Il vantaggio derivante dalla discesa in cavo schermato è — come detto — parziale, dato che le ricezioni delle emittenti lontane sono disturbate dai disturbi atmosferici. È utile quando le stesse emittenti vicine sono disturbate da applicazioni elettriche, tram, officine, ascensori, ecc.

Il cavo schermato — detto anche cavo *coassiale* — viene usato anche per la gamma delle onde ultracorte (TV e FM) ma in questo caso la calza esterna è collegata ad una presa d'antenna dell'apparecchio, il quale ne ha due. L'antenna usata è il dipolo.

La *presa di terra* fa parte dell'installazione di antenna. I primissimi apparecchi erano provvisti di presa di terra costituita da una o più lamiere metalliche sotterrate a circa un metro di profondità, alle quali era saldato un filo conduttore che giungeva all'apparecchio. Se il terreno era roccioso, al posto delle lastre metalliche sotterrate si adoperava un filo di rame, come quello usato per l'antenna, e teso sul terreno, parallelo ad essa. Questa particolare antenna venne chiamata *contrapeso*.

Attualmente prese di terra sotterrate sono usate solo da stazioni trasmittenti e da qualche apparecchio situato in campagna. La presa di terra normale è costituita da

un conduttore collegato al rubinetto dell'acqua, oppure avvolto intorno ad un tratto raschiato della conduttura dell'acqua. Essa è bene adatta per gli apparecchi a cristallo e in genere per i piccoli apparecchi, specie se alimentati con pile. È pure necessaria in caso di disturbi intensi. Per gli apparecchi normali è spesso superflua, poichè è sostituita dalla stessa rete-luce, alla quale è collegata la loro base metallica tramite due condensatori di 5 000 pF ciascuno, oppure uno di 10 000 pF.

La presa di terra non è necessaria per gli apparecchi provvisti di *telaio* interno (americani recenti) oppure esterno (molto vecchi). Il telaio sostituisce l'antenna e la presa di terra. Non è necessaria neppure per gli apparecchi di televisione, dato che sono provvisti di una speciale antenna esterna a due discese.

L'antenna collettiva.

Nei grandi edifici dei centri cittadini, nei quali la ricezione è difficile sia per la costruzione in cemento armato che per le numerose sorgenti di radio-disturbi, riesce utile l'*antenna collettiva*, costituita da un'unica antenna verticale esterna, posta a circa sei metri sopra il tetto, e lunga altrettanto. La discesa è effettuata in cavo schermato, il quale può essere protetto e murato, come le condutture della rete-luce. In ciascuna abitazione vi è una *presa radio*. In essa sono presenti delle resistenze e qualche condensatore disposti in modo da disaccoppiare ciascun apparecchio dall'intera *rete-radio*. Il disaccoppiatore è necessario poichè diversamente gli apparecchi si disturbano a vicenda.

Se l'antenna collettiva deve alimentare pochi apparecchi, per es. 6 o 8, l'energia AF captata è sufficiente per tutti, ma se essa deve alimentare molti apparecchi allora può divenire insufficiente, ed in tal caso è necessaria la presenza di un amplificatore subito sotto l'antenna ricevente, dal quale scenda la rete-radio ai vari ricevitori. È necessario un amplificatore aperiodico, in grado di amplificare con sufficiente uniformità tutti i segnali captati dall'antenna.

CAPITOLO TERZO

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO DELL'APPARECCHIO RADIO RICEVENTE

Primi apparecchi a valvola elettronica.

Il primissimo apparecchio radio ricevente a valvola elettronica venne realizzato nel 1904 dal prof. G. A. Fleming, allora insegnante all'Università di Londra e collaboratore di Guglielmo Marconi. In esso il rivelatore a cristallo era sostituito da un *rivelatore a valvola elettronica*, basato su un particolare fenomeno scoperto da T. A. Edison nel 1884, ed il cui principio è illustrato dalla fig. 3.1.

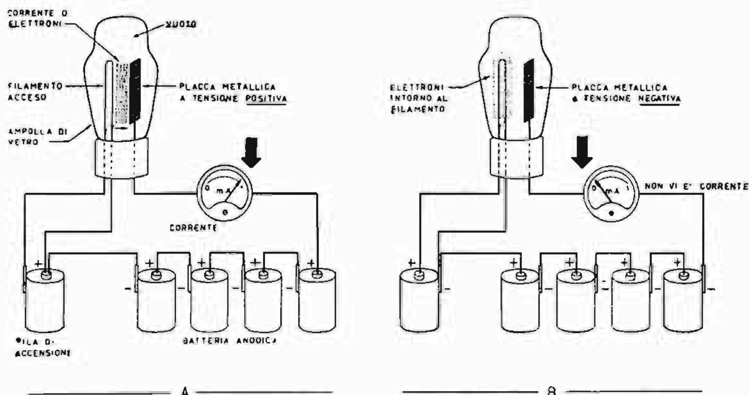


Fig. 3.1. - LA CORRENTE ELETTRONICA. Il filamento della lampadina diffonde luce, calore e particelle elettriche negative dette elettroni. Gli elettroni non possono uscire dalla lampadina. Se in essa vi è una placchetta metallica positiva, come in A della figura, essa attira gli elettroni. Si forma in tal modo, nell'interno della lampadina, una corrente elettronica, alla quale corrisponde una analoga corrente nel circuito esterno, tra la placca e il filamento.

Nell'interno di una lampadina elettrica è posta una piastrina metallica collegata al polo positivo di una batteria di pile, mentre quello negativo è collegato al filamento. Nel circuito è presente un milliamperometro. Edison si accorse che quando il filamento era acceso una corrente elettrica era presente nel circuito, passando dal filamento alla piastrina. Egli non riuscì ad intendere come mai la cor-

rente elettrica potesse superare lo spazio vuoto tra il filamento e la piastrina, e solo alcuni anni più tardi venne scoperto che ciò si verificava per effetto della emissione di particelle elementari di elettricità negativa — gli *elettròni* — da parte del filamento incandescente. Gli elettroni emessi dal filamento venivano attirati dalla piastrina positiva e in tal modo si produceva tra questi due *elèttrodi* una corrente di elettroni, che venne denominata *corrente elettronica.* Essa differisce dalla normale corrente elettrica solo per il fatto che passa attraverso lo spazio vuoto anzichè lungo la superficie di fili conduttori.

La corrente elettronica ha una sola direzione, quella dal filamento alla piastrina, che venne chiamata *placca*, ossia è una corrente unidirezionale. Per questa ragione, il rivelatore elettronico venne chiamato *valvola di Fleming* o solo *valvola.* Il termine *valvola* rimase in uso in Europa, mentre negli Stati Uniti venne adottato quello di *tubo* (electronic tube); attualmente si adopera in Europa — e in tutto il resto del mondo ad eccezione dell'U.S.A. — il termine *valvola elettronica* (anticamente detta *valvola termojonica*) per indicare tutti quei dispositivi nei quali è presente la corrente elettronica, mentre si adopera quello di *tubo elettronico* per indicare quei dispositivi nei quali sono presenti *raggi elettronici*, per es. il *tubo elettronico di visione* degli apparecchi riceventi di televisione, il *tubo a raggi X*, il *tubo del microscopio elettronico*, ecc.

(La distinzione tra *corrente elettronica* e *raggio elettronico* è dovuta al fatto che la corrente è ottenuta con deboli tensioni positive, e si dirige sempre verso la placca positiva, mentre il raggio elettronico è ottenuto con elevate tensioni positive e si proietta dal filamento in linea retta, senza tener conto della posizione della placca positiva).

L'apparecchio ricevente con *valvola di Fleming*, fig. 3.2, ora detta *diodo*, ha per principio il fatto che quando la tensione della placca è negativa, come in B) di fig. 3.1, nessuna corrente elettronica è presente, poichè tale tensione negativa respinge gli elettroni pure negativi, i quali si addensano intorno al filamento formando una barriera, detta *carica spaziale*, che impedisce ad altri elettroni di liberarsi del filamento, ossia arresta l'*emissione elettronica.* Solo le semionde positive del segnale AF, presente per effetto della captazione delle onde radio, determinano perciò un passaggio di corrente elettronica, solo per esse il circuito è chiuso; le semionde negative invece non determinano alcuna corrente elettronica, per esse il circuito è aperto. Si ottiene in tal modo la rettificazione del segnale AF, come già detto nel precedente capitolo, ossia si ottiene la tensione a bassa frequenza, che consente alla cuffia telefonica di riprodurre il suono (v. fig. 2.19 a pag. 47).

Gli apparecchi a valvola di Fleming ebbero scarsa applicazione poichè erano più complicati di quelli a cristallo senza essere più sensibili, ciò anche perchè allora le valvole erano alquanto rudimentali. Oggi invece la rivelazione dei segnali radio è ottenuta quasi esclusivamente con diodo.

Alcuni anni dopo, nel 1907, l'apparecchio a valvola elettronica acquistò improvvisamente grande importanza in seguito ad un perfezionamento apportato alla valvola stessa da parte del fisico americano dott. Lee de Forest. Per effetto di tale per-

fezionamento la valvola potè amplificare i segnali AF in arrivo, ciò che consentì ricezioni di segnali molto deboli, provenienti da emittenti lontane, altrimenti non ricevibili.

Il perfezionamento consistette nella introduzione di un terzo elettrodo, a reticella metallica — per cui venne detto *griglia,* — tra il filamento e la placca. Con questo elettrodo posto lungo il percorso della corrente elettronica diretta dal filamento alla placca, fu possibile influire fortemente su di essa, in modo non molto

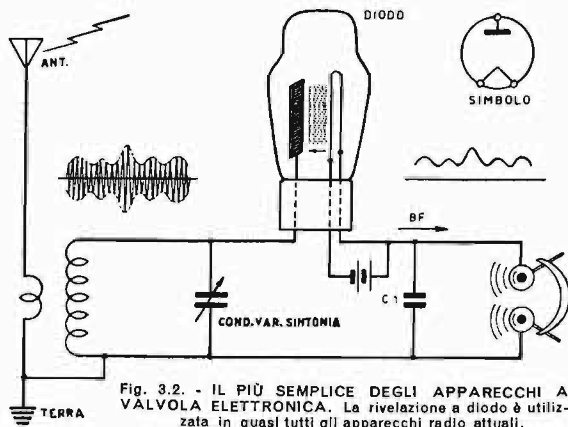


Fig. 3.2. - IL PIÙ SEMPLICE DEGLI APPARECCHI A VALVOLA ELETTRONICA. La rivelazione a diodo è utilizzata in quasi tutti gli apparecchi radio attuali.

dissimile da un rubinetto posto lungo una tubatura d'acqua, fig. 1.7 a pag. 10. De Forest si accorse che se applicava piccole variazioni di tensione all'*entrata* della sua valvola, ossia tra la griglia e il filamento, esse producevano variazioni analoghe ma più forti all'*uscita* della valvola, ossia tra la placca e il filamento. Si accorse cioè che variazioni di tensione presenti nel *circuito di griglia* riapparivano amplificate nel *circuito di placca*, ossia si accorse che la sua valvola anzichè rettificare le tensioni alternative come faceva la valvola di Fleming, le amplificava, si comportava cioè non da valvola rivelatrice ma da *valvola amplificatrice*.

Il problema che dovette affrontare fu quello di trovare il modo migliore per far seguire alla valvola rivelatrice di Fleming la sua valvola amplificatrice, in modo da amplificare i segnali bassa frequenza prima di inviarli alla cuffia telefonica, poichè in tal modo essi si sarebbero sentiti molto più distinti e forti, ciò che avrebbe consentito la ricezione di emittenti lontane, non ricevibili con il solo diodo.

La fig. 3.3 indica l'apparecchio a due valvole, un diodo rivelatore seguito da una valvola amplificatrice a BF, che ne risultò. La resistenza Rl ed il condensatore Cl costituiscono il circuito d'uscita del diodo rivelatore. La resistenza Rl sostituisce la cuffia di fig. 3.2, essa costituisce il *carico* del diodo. Senza questa resistenza non

sarebbe possibile prelevare la tensione BF conseguente dalla rivelazione; è ai suoi capi che tale tensione BF è presente. Il condensatore CI è necessario per lasciar passare traccie di tensione AF non rivelata, è detto *condensatore di passaggio*, oppure *di fuga*, ed in genere è di 200 pF, capacità sufficiente per lasciar passare l'alta frequenza, insufficiente per lasciar passare la bassa frequenza. La bassa frequenza viene trasferita all'entrata del triodo che segue, e ciò mediante un condensatore C di capacità maggiore, da 2 000 a 10 000 pF detto *condensatore di accoppiamento*.

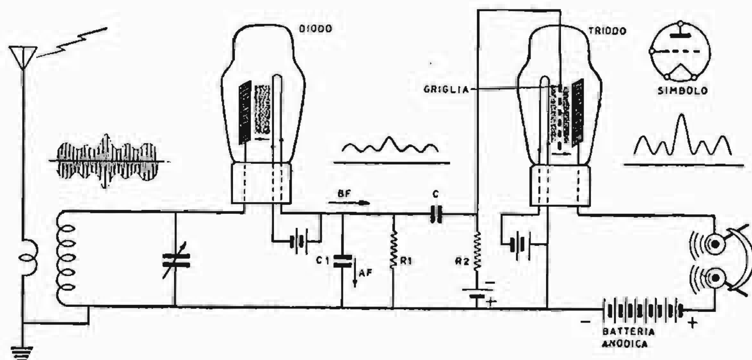


Fig. 3.3. - EVOLUZIONE DELL'APPARECCHIO RICEVENTE. I segnali rivelati dal diodo (a sinitra) erano spesso così deboli da non poter essere intesi. Vennero amplificati con la valvola a tre elettrodi il triodo (a destra), e ne risultò un apparecchio a due valvole.

Infine all'entrata della seconda valvola è presente un'altra resistenza R2, detta *resistenza di griglia*, anch'essa necessaria affinchè la tensione BF possa essere presente all'ingresso della valvola, poichè alla griglia della valvola è applicata una debole tensione negativa fornita da una pila a secco, posta in serie alla resistenza R2. È detta *tensione di polarizzazione* o *tensione negativa di griglia*.

La tensione BF ottenuta dalla rivelazione del segnale AF varia la tensione negativa di griglia la quale a sua volta determina analoghe variazioni, di maggiore ampiezza, nella corrente elettronica, per cui la tensione BF si ripresenta amplificata nel circuito d'uscita della valvola dove è presente la cuffia telefonica che la traduce nei suoni corrispondenti.

De Forest chiamò *àudion* la sua valvola a tre elettrodi, ma questo termine venne presto sostituito con quello di *triodo*.

Principio della rivelazione a triodo.

Un progresso di grande importanza venne compiuto quando si constatò che delle due valvole di fig. 3.3 la prima, ossia il diodo, poteva venir eliminata, e che in tal modo si ottenevano ricezioni migliori. Ne risultò l'apparecchio ad un triodo

di fig. 3.4. Il diodo rivelatore non è necessario poichè la rivelazione avviene tra la griglia ed il filamento del triodo. La griglia del triodo si comporta come la placca del diodo. Si ottenne una migliore sensibilità poichè con il solo triodo venne evitato il passaggio dal diodo al triodo. Il triodo si comporta da rivelatore e da amplificatore nello stesso tempo, rivela e amplifica.

La *resistenza di rivelazione* del triodo di fig. 3.4 sostituì la resistenza di carico del diodo, ossia Rl di fig. 3.3 o la resistenza della cuffia di fig. 3.2. Ai capi di questa

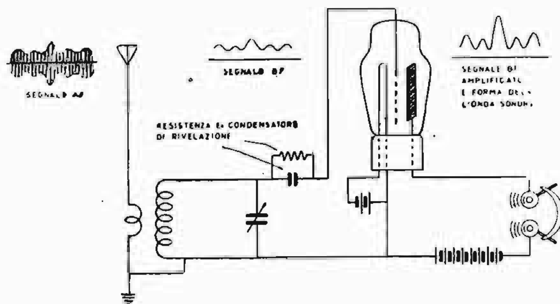


Fig. 3.4. - EVOLUZIONE DELL'APPARECCHIO RADIO. La griglia del triodo sostituisce la placca del diodo, la rivelazione dei segnali avviene tra la griglia e il filamento. Il diodo della figura precedente può venir eliminato. La valvola a tre elettrodi divenne in tal modo rivelatrice e amplificatrice

resistenza è presente la tensione rettificata, ossia sono presenti i segnali rivelati, a bassa frequenza. Oltre a tale resistenza vi è pure, in parallelo ad essa, il *condensatore di rivelazione*, che sostituisce Cl di fig. 3.3.

Una valvola rivelatrice di questo tipo è detta *rivelatrice di griglia* o *a falla di griglia* o *a corrente di griglia* e in altri modi equivalenti. I termini inglesi sono *grid-leak detector* o *grid-resistor-capacitor detector*. Ebbe vastissima applicazione nei primi decenni; attualmente è usata solo per i piccoli apparecchi e per alcuni ricevitori ad onde corte, data la sua elevata sensibilità.

Con alti valori della resistenza di griglia (da 2 a 10 megaohm) si migliora la selettività e la sensibilità; all'opposto con bassi valori (da 0,1 a 2 megaohm) si migliora la riproduzione sonora e la stabilità. Il triodo rivelatore è adatto per segnali deboli non per segnali forti, per i quali è più adatto il diodo. Si suol dire che il rivelatore a triodo non è lineare, in quanto l'ampiezza della tensione rettificata è proporzionata a quella dell'alta frequenza solo per i segnali deboli, e ciò per la particolare *caratteristica* del triodo, di cui sarà detto in altro capitolo. Il diodo è invece, entro certi limiti, un *rivelatore lineare*, e perciò meno soggetto a distorgere i segnali rivelati.

Principio degli apparecchi a reazione.

Nel circuito di placca del triodo, oltre alla corrente bassa frequenza amplificata vi è pure una corrente alta frequenza, anch'essa amplificata, detta *residua*, e la cui presenza ha grande importanza poichè consente di aumentare molto la sensibilità dell'apparecchio a triodo rivelatore, mediante la sua retrocessione dal circuito di placca a quello di griglia. È questo il principio della reazione. Poichè l'alta frequenza residua è già amplificata, se essa si ripresenta all'entrata della valvola si comporta come se fosse un segnale più forte, quindi consente ricezioni più forti.

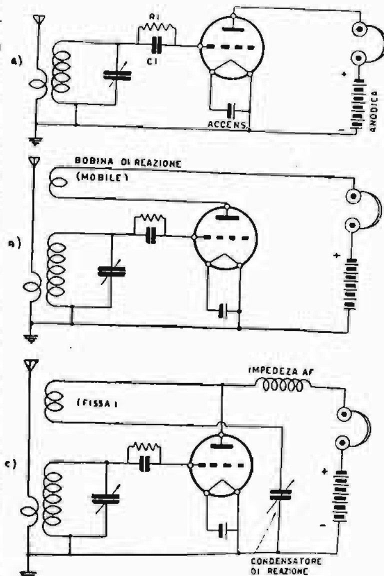


Fig. 3.5' - APPARECCHI AD UNA VALVOLA. A) Senza reazione, la sensibilità è scarsissima; B) con reazione a bobina mobile, sistema antico; C) con reazione a bobina fissa e condensatore variabile, sistema moderno. È opportuno adoperare una valvola a due triodi, come in fig. 3.35, uno per la rivelazione in reazione e l'altro per l'amplificazione bassa frequenza.

L'apparecchio a valvola elettronica divenne effettivamente utile con l'introduzione della reazione e riuscì a sostituirsi all'apparecchio a cristallo. La retrocessione dal circuito di placca a quello d. griglia può essere ottenuta in diversi modi, il più semplice dei quali è di inserire una bobina nel circuito di placca, detta *bobina di placca* o *bobina di reazione*, e di accoppiarla a quella del circuito accordato d'entrata, come in B) di fig. 3.5. La amplificazione supplementare che si ottiene in tal modo dipende, oltre che da altri fattori, dal grado di accoppiamento delle due bobine, semprechè le loro spire siano concordanti, diversamente anzichè un aumento del segnale si ottiene una diminuzione, poichè in tal caso il segnale retrocesso risulta in opposizione di fase con quello presente nel circuito di griglia.

Nei primi tempi le due bobine erano del tipo a nido d'api e l'amplificazione veniva regolata avvicinandole più o meno. Se l'accoppiamento era eccessivo, ossia se le due bobine erano troppo vicine, la valvola entrava in oscillazione, diventava cioè *oscillatrice*, produceva corrente oscillante alla frequenza determinata dal circuito accordato. Essa si irradiava dall'antenna e si manifestava in cuffia con un fischio continuo, rendendo impossibile qualsiasi ricezione. Da ricevente l'apparecchio diventava trasmittente. Occorreva allora diminuire l'accoppiamento induttivo sino a non sentire più il fischio; era questo l'accoppiamento critico, quello che consentiva la massima sensibilità del ricevitore. Attualmente l'accoppiamento indut-

tivo è fisso, mentre la reazione viene regolata mediante un condensatore variabile, secondo il *circuito Weagant*, indicato in C) di fig. 3.5. In questo circuito oltre alla bobina e al condensatore di reazione vi è una *impedenza alta frequenza* costituita da una bobina a molte spire di filo sottile, avvolta a rocchetto o altrimenti, e che ha lo scopo di offrire una sufficiente opposizione al passaggio della corrente AF, costringendola a seguire il passaggio bobina-condensatore. Non è però indispensabile, dato che gli stessi avvolgimenti della cuffia possono agire nel modo indicato, pur essendo spesso opportuna. Altri circuiti di valvole in reazione saranno indicati trattando le valvole oscillatrici.

Esempio di apparecchio ad un triodo in reazione.

Lo schema è quello di fig. 3.6, simile allo schema C) di fig. 3.5 dal quale differisce per avere il condensatore di reazione collegato direttamente alla placca del triodo. La valvola può essere una DAC 21 Philips, a 1,4 V e 25 mA di accensione, o una 1H5 GT Fivre, a 1,4 V e 50 mA d'accensione, per l'accensione delle

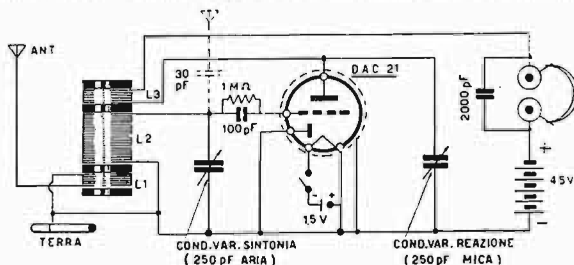


Fig. 3.6. - RICEVITORE AD UNA VALVOLA IN REAZIONE. Per la descrizione v. il testo.

quali basta una pila a secco da 1,5 V. Sono ambedue dei triodi ad alta amplificazione con unito un diodo per la rivelazione, che non serve e va collegato a massa. (Serve nel caso di apparecchio a più valvole). Possono venir usate altre valvole, ma attualmente solo le due indicate consentono l'accensione con pila a secco e sono a consumo ridotto.

Le tre bobine vanno avvolte sopra un unico tubetto di cartone bachelizzato del diametro di 30 mm. Occorrono 20 spire per L1, 100 spire per L2 e 12 spire per L3, tutte avvolte con filo da 0,1 mm isolato in seta o smaltato. La lunghezza totale del tubetto risulta di 80 mm, ma può essere più corta avvolgendo L2 su due strati, uno sopra l'altro, anzichè su uno solo. La distanza tra una bobina e l'altra è di 3 mm. L'avvolgimento di reazione deve avere lo stesso senso di quello di sintonia, diversamente vanno scambiati i suoi collegamenti. Le bobine indicate sono adatte per la gamma onde medie.

Il condensatore di reazione può venir collegato all'uscita della bobina di

reazione, come in C) di fig. 3.5, nel qual caso va inserita l'impedenza AF che può essere costituita da una bobinetta da cuffia telefonica, o da un avvolgimento su rocchetto di circa 300 spire con il filo indicato. L'apparecchio funziona in ambedue i casi con batteria anodica di 45 V o con tensione maggiore. L'accensione diventa insufficiente quando la tensione della pila d'accensione è ridotta a 1,1 V. L'accoppiamento reattivo è minimo con il condensatore variabile di reazione completamente aperto. La bobina L1 può venir eliminata sostituendola con un condensatore fisso di 30 pF, o con un compensatore. Questo apparecchio ha solo valore didattico, ossia la costruzione ha il solo scopo di iniziare alla tecnica dei radio-ricevitori. Non è adatto per la ricezione normale, poichè la sua sensibilità è limitata. Qualora si dovesse costruire un apparecchio ad una sola valvola, con accensione a pile, converrebbe utilizzare un tetrodo bigriglia, oppure un pentodo (p. e. DAF 91) con il quale si otterrebbe una maggiore amplificazione. Un esempio è dato dalla V1 in fig. 3.17. Va inoltre tenuto presente che apparecchietti simili disturbano fortemente tutti gli altri del vicinato, per cui vanno adoperati o in località isolate oppure in ore in cui la maggiore parte degli apparecchi radio non è in funzione.

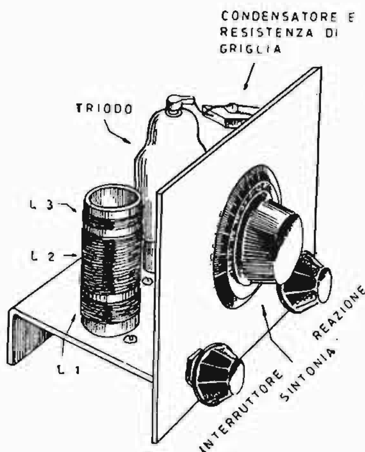


Fig. 3.7. - Aspetto esterno dell'apparecchio ad una valvola in reazione di fig. 3.6. Telaio e pannello frontale sono metallici, ma il telaio può essere di legno e il pannello di bachelite, metallico o di legno.

Principio degli apparecchi radio a più valvole elettroniche.

DISTINZIONE TRA ALTA E BASSA FREQUENZA. — Gli apparecchi ad una sola valvola in reazione, presentano l'inconveniente di non essere di funzionamento stabile, nonchè quello di consentire la ricezione di un numero limitato di emittenti e quello di non poter adoperare l'altoparlante. Sin dai primissimi tempi sorse perciò l'idea di costruire apparecchi a più valvole elettroniche, disponendo alcune prima e altre dopo la valvola rivelatrice.

Con le valvole poste prima della rivelatrice si provvide ad amplificare il segnale AF, ottenuto dalla captazione delle onde radio, e tali valvole vennero chiamate *amplificatrici ad alta frequenza*. Da esse dipende il numero delle emittenti ricevibili con una data antenna, ossia da esse dipende la *sensibilità*, e indirettamente anche la *selettività*, dell'apparecchio.

Con le valvole poste dopo la rivelatrice si provvide ad amplificare il segnale BF, ottenuto dalla rivelazione, e tali valvole vennero chiamate *amplificatrici a bassa frequenza*. Da esse dipende la *intensità* sonora della riproduzione, ossia la *resa d'uscita* dell'apparecchio, e la possibilità di adoperare l'altoparlante.

In seguito a ciò, gli apparecchi radio risultarono distinti in due parti: l'*alta frequenza* (AF) dalla presa d'antenna sino all'entrata della valvola rivelatrice, e la *bassa frequenza* (BF) dall'uscita della valvola rivelatrice sino all'altoparlante. La valvola rivelatrice risultò appartenere per metà alla parte AF e per l'altra metà alla parte BF.

APPARECCHI A RISONANZA. — I primi apparecchi erano molto semplici, poichè le varie valvole, tanto quelle ad AF quanto quelle a BF, erano accoppiate con condensatore e resistenze (accoppiamento a resistenze-capacità). Vi era un

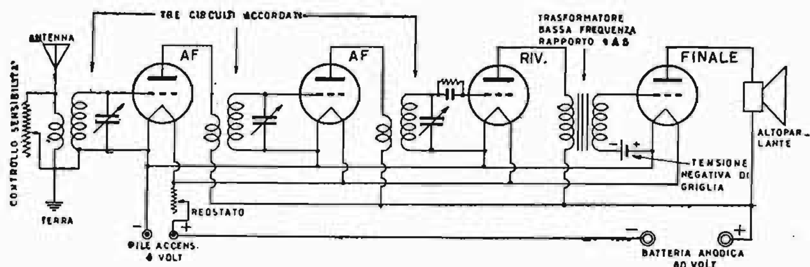


Fig. 3.8. - SCHEMA DI RICEVITORE A RISONANZA. Era molto in uso tra il 1920 e il 1925. Ciascuno dei tre condensatori variabili era provvisto della propria manopola di sintonia. Era di facile costruzione e non richiedeva nessuna messa a punto. È importante intenderne bene il funzionamento, essendo il punto di partenza degli apparecchi attuali.

solo circuito accordato, posto tra l'antenna e la prima valvola. Non appena le emittenti aumentarono di numero, quel solo circuito accordato non fu più in grado di separarle, per cui vennero impiegati altri due circuiti accordati, collocandoli tra una valvola AF e l'altra, come in fig. 3.8.

Ciascuna delle valvole AF aveva la propria entrata collegata ad un circuito accordato. L'entrata della valvola rivelatrice era pure collegata ad un circuito accordato, il terzo. L'accoppiamento tra il circuito accordato e la valvola precedente, oppure l'antenna, era induttivo, ossia ottenuto con una seconda bobina accoppiata a quella del circuito accordato. Le due bobine (v. fig. 3.27) erano generalmente avvolte sopra un unico tubo isolante (cartone bachelizzato di 25 mm di diametro); era per prima avvolta la bobina del circuito accordato (130 spire filo 0,2 smaltato), quindi sopra di essa, dal lato collegato a massa, separata da una striscia di carta o di celluloide, era avvolta l'altra bobina (60 spire, stesso filo). Le due bobine costituivano un *trasformatore d'alta frequenza*, di cui quella collegata alla griglia era il *primario*, e quella del circuito accordato il *secondario*.

I tre trasformatori AF erano eguali, con la sola differenza per la bobina d'antenna (a sinistra in fig. 3.27), che era costituita da 12 spire di filo più sottile (0,1 seta). Gli apparecchi di questo tipo, con i suddetti tre circuiti accordati, vennero detti *ad amplificazione diretta* o *a risonanza*.

PARTE A BASSA FREQUENZA. — Anche per le valvole in bassa frequenza il collegamento a resistenze-capacità venne sostituito con accoppiamento a trasformatori, detti *trasformatori a bassa frequenza*, generalmente a rapporto ascendente 1 a 3, con circa 5 000 spire per il primario, collegato alla placca, e 15 000 spire per il secondario, collegato alla griglia della valvola seguente. Le due bobine erano avvolte sopra un adatto nucleo di ferro. In alcuni apparecchi vi era una sola valvola amplificatrice bassa frequenza — detta *valvola finale*. Essa era collegata alla valvola rivelatrice con un trasformatore BF rapporto 1 a 5. In altri apparecchi di maggiore resa d'uscita, vi erano due valvole amplificatrici BF, la prima accoppiata con un trasformatore BF rapporto 1 a 5, e l'altra con trasformatore BF rapporto 1 a 3.

Furono questi i primi apparecchi usati per la ricezione radiofonica, ed ebbero vasta diffusione sino al 1925. Le parti componenti erano fissate ad una tavoletta di legno, alla quale veniva fissato anche il pannello frontale dell'apparecchio, di bachelite, sul quale erano sistemati i tre condensatori variabili separati, ciascuno dei quali era provvisto di una manopola di bachelite con graduazione centesimale. Per la sintonia era necessario regolare queste tre manopole. C'erano pure altre due manopoline per la regolazione di due *reostati*, con i quali veniva graduata l'accensione delle valvole.

PRINCIPIO DEGLI APPARECCHI NEUTRALIZZATI. — Tra il 1925 e il 1926 le emittenti radiofoniche divennero molto numerose, ciò che rese necessario aumen-

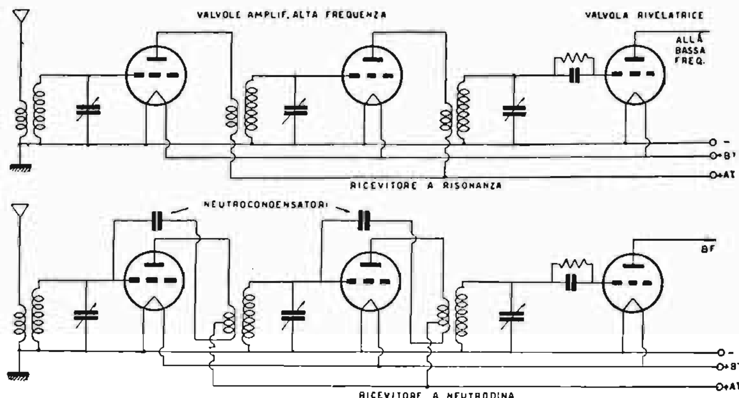


Fig. 3.9. - **RICEVITORI NEUTRODINA.** In alto, parte alta frequenza di ricevitore a risonanza; in basso, parte alta frequenza di ricevitore neutrodina. Gli apparecchi neutrodina erano di funzionamento più stabile. Sostituirono gli apparecchi a risonanza per alcuni anni.

tare la sensibilità e la selettività degli apparecchi. Fu possibile aumentare la selettività con un quarto circuito accordato, posto tra quello d'antenna e la prima valvola.

Non fu invece possibile aumentare la sensibilità, ossia l'amplificazione del segnale AF poichè intervenne un inconveniente di basilare importanza in tutta la tecnica degli apparecchi radio, la *retrocessione del segnale AF amplificato*, ossia la reazione.

A quell'epoca erano disponibili nuove valvole AF, ad elevata amplificazione, ma si constatò che non era possibile utilizzare la loro alta amplificazione, appunto per il fatto che non appena l'amplificazione superava un certo modesto limite, l'apparecchio entrava in oscillazione sostituendo la riproduzione dei suoni e delle voci con un fischio continuo.

Vennero distanziati i trasformatori AF e vennero presi vari provvedimenti per evitare il ritorno dei segnali AF amplificati nel circuito d'antenna. Si cercò di evitare con cura ogni possibile retrocessione dei segnali dai circuiti di placca a quelli di griglia, ma nonostante ciò non fu possibile elevare molto l'amplificazione AF poichè la retrocessione dei segnali AF amplificati avveniva in parte nell'interno delle stesse valvole. Ciò per il fatto che la placca e la griglia di ciascuna valvola formano le armature di un piccolo condensatore, di capacità sufficiente per accoppiare il circuito di placca con quello di griglia e far retrocedere i segnali AF, determinano la reazione e l'oscillazione.

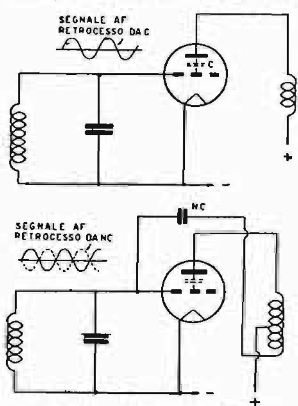


Fig. 3.10. - **PRINCIPIO DELLA NEUTRODINA.** La nociva retrocessione di segnali amplificati da parte della capacità interna della valvola, viene neutralizzata mediante retrocessione di segnali di fase opposta, prelevati dall'altro estremo della bobina.

Allo scopo di ovviare al grave inconveniente della retrocessione dei segnali AF tramite la capacità placca-griglia delle valvole vennero escogitati diversi circuiti. Quello che ottenne la maggior diffusione fu il circuito *Hazeltine*, detto *neutrodina*.

Il principio della neutrodina consisteva nel far retrocedere segnali AF in fase opposta a quelli retrocessi attraverso la capacità interelettrodica delle valvole. Poichè i segnali retrocessi avevano fase opposta essi si annullavano reciprocamente, ossia si neutralizzavano. La retrocessione avveniva mediante un condensatore di piccola capacità, regolabile, detto *neutrocondensatore*. Veniva collegato tra la bobina di placca e la griglia di ciascuna valvola; la bobina aveva una presa al centro collegata al circuito a tensione anodica, i due capi erano collegati uno alla placca e l'altro al neutrocondensatore. In tal modo i segnali retrocessi tramite il neutrocondensatore erano in opposizione di fase rispetto quelli retrocessi mediante la capacità interelettrodica. La neutralizzazione riusciva però solo parzialmente, entro un certo tratto della gamma, comunque questi ricevitori ebbero notevole diffusione per alcuni anni.

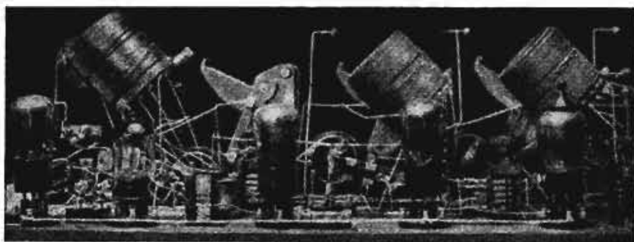


Fig. 3.11. - ASPETTO DI RICEVITORE NEUTRODINA. I portavalvole sono fissati su tavoletta di legno, così i trasformatori bassa frequenza (a sinistra). I tre condensatori variabili sono fissati al pannello frontale di bachelite. Le tre bobine sono pure fissate al pannello, con una certa inclinazione. Le valvole sono cinque. (Fotografia del 1926).

PRINCIPIO DELL'AMPLIFICAZIONE AF CON TETRODI E PENTODI. — Il problema della instabilità causata dalla retrocessione dei segnali AF per effetto della capacità placca-griglia venne affrontato anche in un altro modo, quello di eliminare tale capacità, realizzando apposite valvole. Si giunse a questo risultato collocando un seconda griglia, detta *griglia-schermo* (o griglia 2), tra la placca e la solita griglia, che per distinguerla venne chiamata *griglia-controllo* (o griglia 1). Le valvole risultarono formate da un filamento intorno al quale era presente una spirale che costituiva la griglia controllo; intorno ad essa, ad una certa distanza, si trovava

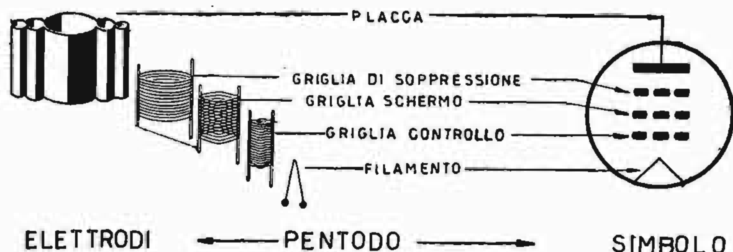


Fig. 3.12 A. - ELETTRODI E SIMBOLO DEL PENTODO. I segnali da amplificare giungono alla prima griglia, detta griglia controllo, o griglia 1. Le altre due griglie, poste tra di essa e la placca, servono solo per impedire la retrocessione dei segnali già amplificati, e in tal modo consentono elevate amplificazioni.

una seconda spirale, a passo più stretto, o costituita da un cilindretto di reticella metallica, e che formava la seconda griglia, appunto la griglia-schermo. Veniva quindi il cilindretto metallico a tensione positiva, ossia la placca. La griglia-schermo venne collegata ad una presa della batteria anodica, in modo da avere una tensione posi-

tiva circa metà di quella della placca. Le valvole di questo tipo vennero dette *valvole schermate* o *tètrodi*, data la presenza di quattro elettrodi.

Mediante l'introduzione della griglia-schermo fu possibile ridurre fortemente la capacità placca-griglia delle valvole amplificatrici AF, tanto da eliminare il grave inconveniente della retrocessione AF nell'interno delle valvole. Tale capacità era di circa 10 pF nei primi triodi (è di 16,5 pF nel triodo 2A3, in uso), e venne ridotta ad una frazione di pF. Eliminata la capacità placca-griglia fu possibile ottenere una forte amplificazione AF senza l'inconveniente della reazione e conseguente instabilità di funzionamento. Poichè le nuove valvole consentivano elevate amplificazioni il loro numero non venne aumentato, rimasero due valvole AF in tutti gli apparechi normali. I circuiti accordati erano tre e a volte quattro, uno dei quali aggiunto a quello di antenna, come già detto, in modo da formare, tra l'antenna e la prima valvola, uno *stadio preselettore*, come allora veniva chiamato. Anche per la valvola rivelatrice venne adoperata una « schermata », mentre le due valvole amplificatrici a bassa frequenza rimasero due triodi, non essendo necessaria una forte amplificazione per la BF.



Fig. 3.12 B. - ELETTRODI DI UN MODERNO PENTODO. Poichè griglia e placca dei triodi formano un condensatore che consente la retrocessione dei segnali già amplificati; dopo gli apparecchi neutrodina vennero ideati i pentodi, nei quali due nuove griglie (B e C) eliminano l'inconveniente suddetto.

Anche le valvole schermate presentarono un inconveniente senza il quale l'amplificazione AF sarebbe stata maggiore. Per effetto della griglia-schermo, alla quale era applicata una tensione anodica pari alla metà di quella di placca, gli elettroni diretti verso la placca subivano una forte accelerazione per cui giungevano sulla placca con velocità eccessiva, tanto da provocare per rimbalzo il ritorno di elettroni in senso opposto, dalla placca verso la griglia-schermo. Poichè la griglia-schermo era a tensione positiva, essa attirava gli elettroni rimbalzanti dalla placca e li assorbiva. Ne risultava come conseguenza che la corrente elettronica diminuiva. È questo l'inconveniente della *emissione secondaria*. Per evitarlo si pensò di collocare una terza griglia, tra la placca e la griglia-schermo, senza tensione positiva, collegata al catodo, in modo da evitare l'attrazione della griglia-schermo sugli elettroni rimbalzanti, che perciò dovevano ricadere sulla placca. L'introduzione della terza griglia, che venne detta *di soppressione*, in quanto sopprimeva l'inconveniente dell'emissione secondaria, dette ottimi risultati. Le nuove valvole con tre griglie vennero dette *pèntodi*.

SCHERMI METALLICI NEGLI APPARECCHI RADIO. — Con i pèntodi AF fu possibile ottenere amplificazioni assai elevate dei segnali AF, ma ciò dimostrò subito che sarebbe stato inutile aver eliminato la retrocessione dell'energia AF nell'interno delle valvole se tale retrocessione poteva aver luogo all'esterno di esse, particolarmente per l'accoppiamento tra le bobine, ossia tra i trasformatori alta fre-

quenza. Fu perciò che venne eliminata la base di legno e la cassetta pure di legno, in uso circa sino al 1930, sostituendola con una base metallica. Le varie bobine AF vennero racchiuse entro *schermi metallici* ad elevata conduttività elettrica, di alluminio negli apparecchi normali e di rame in quelli di classe, fig. 3.13. Si provvide anche a separare con schermi metallici, o con intere scatole metalliche, i vari stadi di amplificazione AF.

Fu così evitata la retrocessione esterna dell'energia AF, retrocessione che costituiva un grave pericolo per la stabilità di funzionamento degli apparecchi radio, data l'elevata amplificazione AF per stadio. Mentre l'amplificazione AF era di 3 o 4 volte con i primi triodi, raggiunse le 20 e anche le 30 volte con i pentodi, ed attualmente è da 100 a 170 volte.

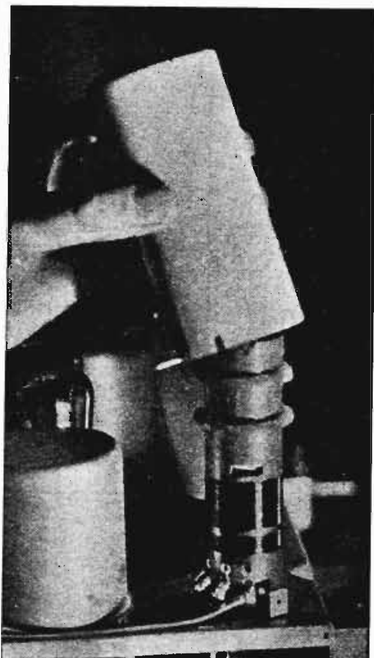


Fig. 3.13. - SCHERMI METALLICI. La retrocessione dei segnali amplificati venne evitata anche con schermi elettrostatici, di alluminio o di rame. (Apparecchio Telefunken mod. T 340).

Lo schermo delle bobine non doveva essere troppo vicino all'avvolgimento per non assorbire energia AF, e non doveva neppure essere troppo lontano, per non costituire un ingombro eccessivo. Si trovò che in senso assiale, ossia in quello dell'altezza, lo schermo doveva essere distante dall'avvolgimento quanto era il diametro della bobina, e che nel senso radiale, ossia in quello della larghezza, la distanza doveva essere pari al raggio della bobina.

Poichè lo schermo di ciascuna bobina doveva essere chiuso anche alla base, e allo scopo di evitare più basi, una per ciascuno di essi, si provvide a montare l'apparecchio sopra un'unica base metallica, in sostituzione dell'antica tavoletta di legno, che venne chiamata *telaio* o *châssis*. Venne adoperato lo zinco o il ferro stagnato, e fu collegato alla presa di terra e al negativo alta tensione. Per maggior precauzione alcune bobine con il loro schermo vennero collocate sopra, altre sotto il telaio.

Nonostante ciò c'era ancora la possibilità che la retrocessione dell'energia AF potesse avvenire tramite l'accoppiamento tra i collegamenti. Occorreva ridurne al minimo la lunghezza, e a tale scopo si evitò di collocare simmetricamente i vari componenti, come si era fatto per il passato, e si badò invece a riunirli intorno alle

valvole senza badare all'estetica. Inoltre alcuni collegamenti vennero posti sotto calza metallica, collegata a terra, ossia vennero fatti in *cavetto schermato.*

Poichè però il maggior pericolo di retrocessione dell'energia AF risiedeva nella vicinanza tra i collegamenti di griglia e di placca di ciascuna valvola AF, si pensò

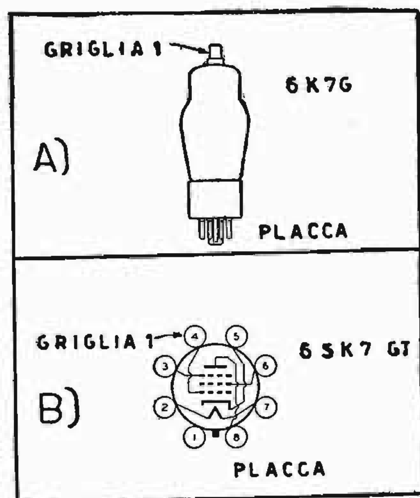


Fig. 3.14. - GRIGLIA E PLACCA NEI PENTODI AF. In un primo tempo, allo scopo di evitare la retrocessione dei segnali amplificati, il collegamento alla griglia controllo venne posto sopra la valvola, (v. A) e quello di placca sotto di essa. Nelle nuove valvole il collegamento alla griglia controllo è stato riportato sotto la valvola, (v. B) in posizione opposta a quello di placca. In alcune valvole (rimlock) vi è uno schermo metallico al centro dello zoccolo, per evitare retrocessioni tra i piedini.

di collocare la presa di griglia 1 sopra il bulbo di vetro, lasciando quella di placca ad un piedino dello zoccolo. Apparvero così le valvole con il cappuccetto sopra il bulbo di vetro, come in A) di fig. 3.14. Attualmente questo tipo di valvola tende a scomparire, non essendo più richiesta una simile precauzione data la particolare costruzione degli apparecchi radio attuali. È questo il caso delle valvole della serie S, la cui presa di griglia 1 è riportata ad un piedino dello zoccolo, badando, come in B) della stessa figura, che essa sia al lato opposto del piedino di placca.

Nel *cablaggio* dell'apparecchio si provvede a tenere distanti i collegamenti di placca e di griglia delle valvole serie S, ponendoli uno di seguito all'altro, o facendo passare uno oltre il telaio, badando comunque che non abbiano ad essere paralleli neppure per breve tratto.

Mentre nei primi apparecchi i trasformatori bassa frequenza erano anch'essi senza alcun schermo esterno, in seguito si provvide a sistemarli entro schermo ad alta conduttività magnetica (*schermaggio elettromagnetico*) ossia di ferro, riservando gli schermi ad alta conduttività elettrica ai soli componenti AF (*schermaggio elettrostatico*).

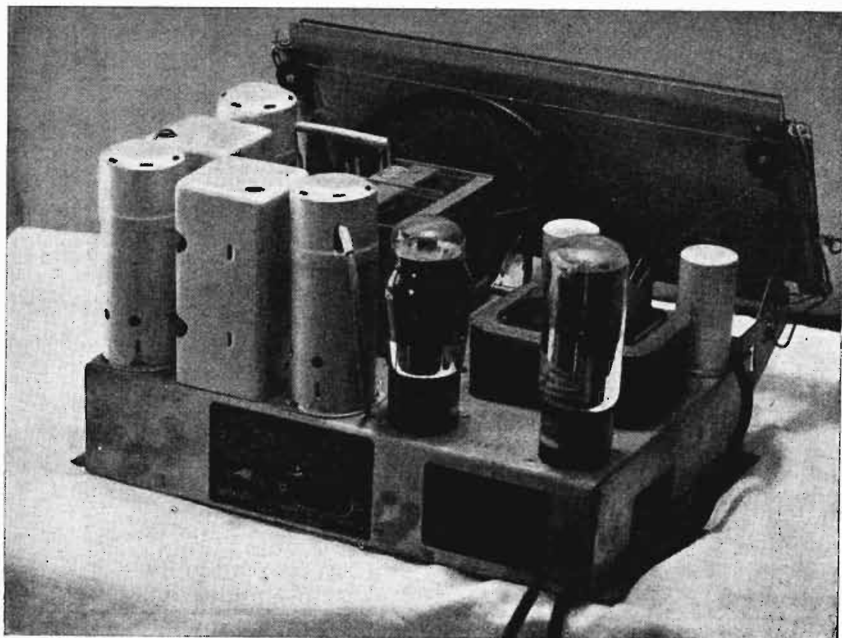


Fig. 3.15. - COSTRUZIONE METALLICA DI APPARECCHIO MODERNO. Le valvole ad alta amplificazione hanno reso indispensabile il telaio metallico e la schermatura di tutte le bobine e delle valvole AF e rivelatrice.

Esempio di costruzione di apparecchio a 3 valvole.

Con tre valvole — una rivelatrice in reazione e due BF — è possibile costruire un apparecchietto di minime dimensioni, alimentato con pile a secco, provvisto di minuscolo altoparlante di 10 cm di diametro, e adatto per la ricezione delle emittenti ad onde medie, corte e cortissime, mediante bobine intercambiabili. Con antenna interna di 10 metri, la sua sensibilità nelle gamme onde corte e cortissime è pari a quella di una supereterodina a 5 valvole. Essendo trascurabile il suo rumore

di fondo, è possibile la ricezione in cuffia di segnali debolissimi, e particolarmente di quelli in codice.

VALVOLE. — Le valvole possono essere le miniatura Philips seguenti: per V1 la DF 91, per V2 la DAF 91 e per V3 la DL 92, oppure le RCA seguenti: per V1 la 1T4,

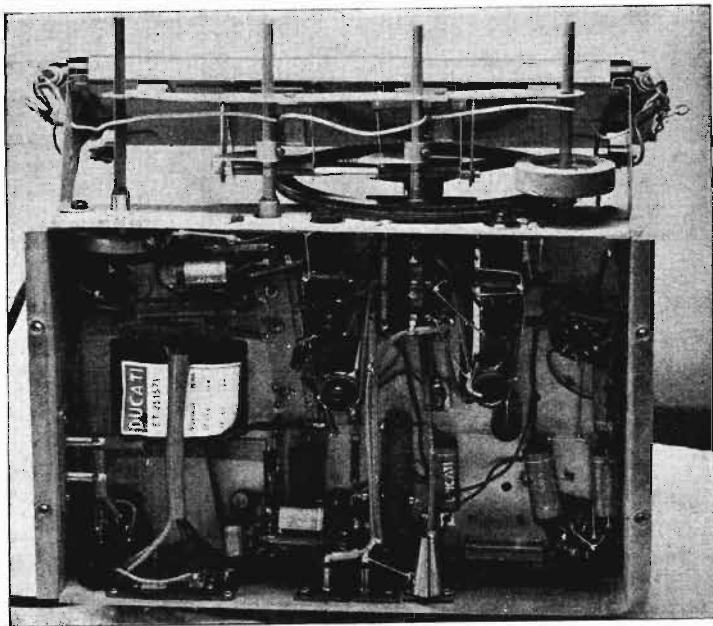


Fig. 3.16. - COSTRUZIONE METALLICA DI APPARECCHIO MODERNO. Sottotelaio del ricevitore della figura precedente.

per V2 la 1S5 e per V3 la 1S4. Accettando dimensioni un po' maggiori, si possono usare le valvole di dimensioni normali Fivre: per V1 la 1N5 GT, per V2 la 1H5 GT, per V3 la 1Q5 GT, oppure le Philips seguenti: per V1 la DF 21, per V2 la DAC 21 e per V3 la DL 21. Mentre le valvole miniatura hanno un pentodo con diodo (V2 = DAF 91 o 1S5), quelle di tipo normale hanno invece un triodo con diodo (V2 = 1H5 GT o DAC 21). Nello schema di fig. 3.17 è prevista una serie di valvole Fivre di dimensioni normali tipo GT.

SCHEMA. — La reazione è ottenuta con l'avvolgimento L1 che è fisso, ed il controllo della reazione avviene mediante un potenziometro di 50 000 ohm collegato

tra il massimo anodica e la presa di terra, con il quale può venir regolata la tensione della griglia schermo di V1.

Non vi è bobina d'antenna, vi è invece un compensatore di 35 pF, meglio adatto per la ricezione onde corte-cortissime. Il condensatore variabile è di 140 pF. Per evitare passaggi di AF nello stadio BF è presente nel circuito di placca di V1 una impedenza AF, che può essere costituita da una bobinetta per cuffia telefonica, oppure da un rocchetto di 300 spire di filo da 0,1 mm smaltato, o a una bobina

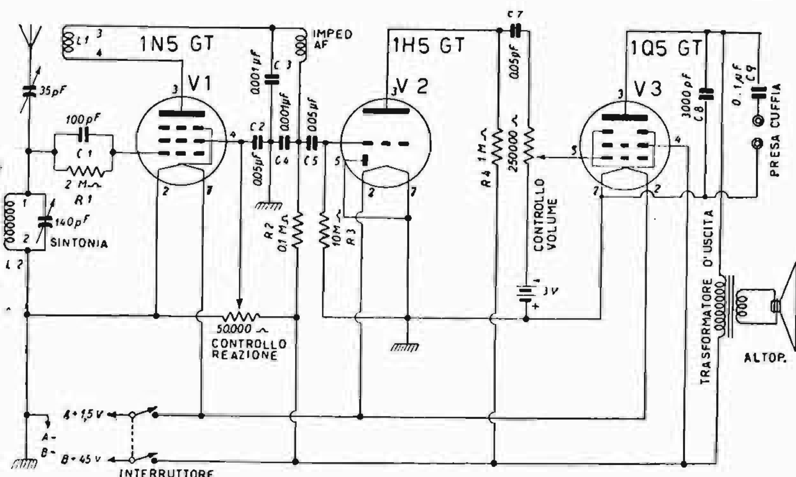


Fig 3.17. - SCHEMA DI APPARECCHIO A TRE VALVOLE, ALIMENTATO CON PILE A SECCO.

d'arresto AF a bassa capacità distribuita (v. schermo costruttivo), più costosa ma meglio adatta. È coadiuvata da un condensatore di 1 000 pF tra il suo ingresso e massa e da un altro eguale tra la sua uscita e massa. La griglia-schermo di V1 è collegata a massa tramite un condensatore di 5 000 pF. Il condensatore di accoppiamento con V2 è pure di 5 000 pF. Le varie resistenze sono tutte da 1/2 watt.

Il controllo di volume, costituito da un potenziometro di 250 000 ohm, posto all'entrata di V3 è necessario se si desidera la ricezione con cuffia telefonica, per la quale è predisposta una presa. Con solo altoparlante, il controllo di volume può venir eliminato, e sostituito da una resistenza fissa di 250 000 ohm.

ALIMENTAZIONE. — Se l'apparecchio è usato come portatile, basta una piletta a secco da 1,5 V per l'accensione. L'assorbimento è di 0,2 A sicchè per lunghe ricezioni è opportuna una batteria di 6 pilette da 1,5 V in parallelo. Per l'anodica è necessaria una batteria da 45 V; non va usata tensione maggiore.

BOBINE. — Sono quelle solite per apparecchi di questo tipo, indicate dalla fig. 3.18. Ciascuno dei 5 portabobine è di 3 cm di diametro e 5,5 cm di altezza, provvisto di 4 piedini. Si possono usare i portabobine ottagonali esistenti in commercio. Va usato filo da 0,3 mm smaltato o ricoperto di doppio strato di seta. Gli avvolgimenti sono tutti a spire unite, salvo per L2 della quinta bobina che ha 6 spire, spaziate di 3 mm l'una dall'altra. L1 va avvolto nello stesso senso di L2, a 3 mm di distanza, per tutte le 5 bobine. Non è necessario, e neppure opportuno, lo schermo metallico della bobina inserita.

COSTRUZIONE. — Le varie parti vanno collocate sopra un telaio metallico di 24 × 12 × 5 cm, fissato ad un pannello frontale di alluminio di 15 × 12 cm. Queste dimensioni sono un po' abbondanti, come è necessario siano per evitare difficoltà di messa a punto e di funzionamento. Sopra e sotto il telaio vi è uno schermo divisore; in fig. 3.20 si vede quello sotto il telaio. L'altro si trova sopra di esso. In tal modo il ricevitore è diviso in due parti: alta frequenza e bassa frequenza. L'alta frequenza si trova a sinistra osservando sotto il ricevitore, e comprende sopra il telaio il condensatore variabile con a fianco di esso la valvola rivelatrice 1N5 GT e dietro di esso la bobina infilata sul portabobine. È necessario che la bobina non venga a trovarsi troppo vicina allo schermo divisore, per evitare assorbimenti di energia AF, può stare a 2 cm da esso ma non più vicina.

Sotto il telaio, nella parte alta frequenza, è fissato il potenziometro di 50 000 ohm per la regolazione della reazione, l'impedenza alta frequenza, una resistenza di 0,1 MΩ e alcuni condensatori fissi. Sopra il telaio, nella parte bassa frequenza si trovano l'altoparlante e le due valvole BF; sotto il telaio, nella parte BF, si trova il controllo di volume di 0,25 MΩ, che, come detto, può venir eliminato se si adotta la sola ricezione in altoparlante. In questa parte sotto il telaio si trova pure il trasformatore d'uscita.

È possibile un'altra disposizione se si vuole diminuire le dimensioni dell'apparecchio e se si vuol fare a meno del telaio metallico. La base del ricevitore può essere in tal caso di materiale isolante (per es. ebanite) fissata a due sostegni laterali di legno, come indica la fig. 3.19. L'altoparlante può venir collocato su un fianco dell'apparecchio. Il pannello frontale rimane di alluminio, ed è sempre necessario che il ricevitore sia diviso sopra e sotto da due schermi metallici. Per la messa a terra, mancando la base metallica, si provvede con un grosso filo di rame piegato ad U e fissato sotto il pannello isolante, al quale vanno saldati i collegamenti che diversamente sarebbero stati fissati alla base metallica. Il filo ad U fa capo al negativo delle due batterie, d'accensione e anodica. Questa disposizione è adatta specie se si adoperano valvole miniatura, nel qual caso la tavoletta isolante può avere le dimensioni di 15,5 × 8 cm, ed il pannello frontale 16 × 13 cm. Il fianco del ricevitore su cui fissare l'altoparlante può essere di 12 × 7,5 cm, e la striscia isolante posta dietro l'apparecchio, a cui fissare i morsetti o le boccole per le pile, eventualmente il compensatore d'antenna, nonchè le prese per la cuffia, può essere di 15,5 × 4,5 cm. I due blocchetti di legno sono di 8 × 4,5 × 2 cm.

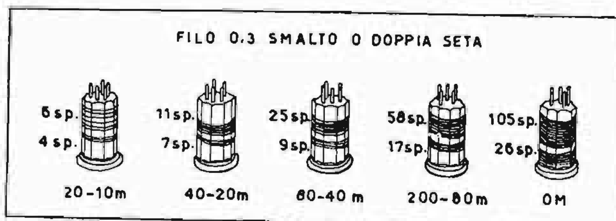


Fig. 3.18. - Bobine per l'apparecchio di fig. 3.17.

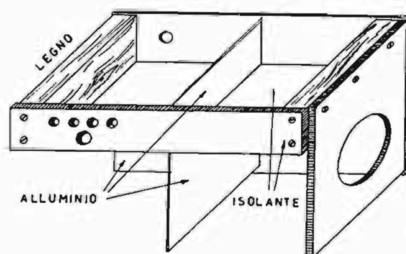


Fig. 3.19. - Telaio per l'apparecchio di fig. 3.17, con altoparlante laterale.

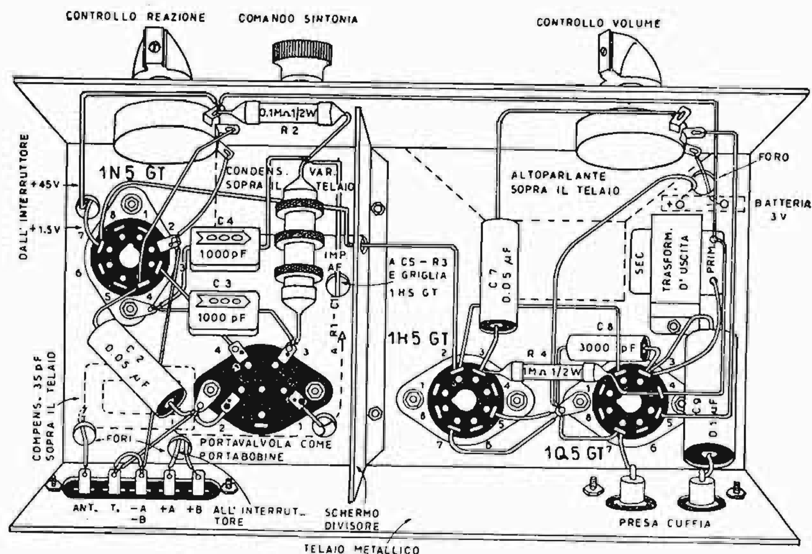


Fig. 3.20. - Vista sotto il telaio dei componenti e dei collegamenti.

FUNZIONAMENTO. — Occorre procedere come per tutti gli apparecchi a reazione. Se all'inizio è presente il fischio di oscillazione (innesco) e se su di esso il controllo di reazione ha poco effetto, occorre diminuire di una o due spire la bobina di reazione. Va quindi regolato il compensatore d'antenna per adattarne la capacità all'antenna disponibile. Vanno anche regolate le spire delle bobine per OM in modo da adattarle al tratto di gamma che più interessa, dato che con il condensatore variabile di 140 pF non è possibile esplorare che circa metà di tale gamma. Non è opportuno utilizzare un condensatore di capacità maggiore, poichè ne risulterebbe un'eccessiva difficoltà di sintonia nella gamma onde cortissime.

Principio di funzionamento degli apparecchi alimentati dalla rete-luce.

Nonostante l'elevata sensibilità degli apparecchi radio provvisti di pentodi, la loro diffusione era limitata poichè richiedevano un accumulatore da 4 V per

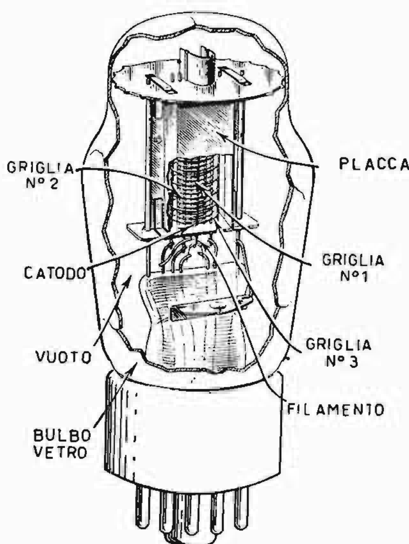


Fig. 3.21. - VALVOLA PENTODO. I sostegni degli elettrodi sono fissati in una massa di vetro posta alla base della valvola. I collegamenti tra gli elettrodi e i piedini dello zoccolo sono molto lunghi e paralleli. La retrocessione dei segnali amplificati — ridotta con i pentodi e con gli schermi — può ancora avvenire tra questi collegamenti. È per questa ragione che sono state realizzate le valvole miniatura, nelle quali i piedini penetrano nel fondo di vetro e sostengono gli elettrodi. È eliminata la massa metallica e lo zoccolo.

l'accensione delle valvole, che doveva venir spesso ricaricato, nonchè una batteria anodica da 80 a 120 V che doveva fornire la corrente anodica di circa 40 mA, e che doveva venir sostituita tutti i mesi. Non era possibile accendere i filamenti

delle valvole con la tensione della rete-luce, convenientemente abbassata, poichè l'emissione elettronica avrebbe seguito il ritmo delle alternanze con conseguente fortissimo ronzio che avrebbe reso impossibile la ricezione.

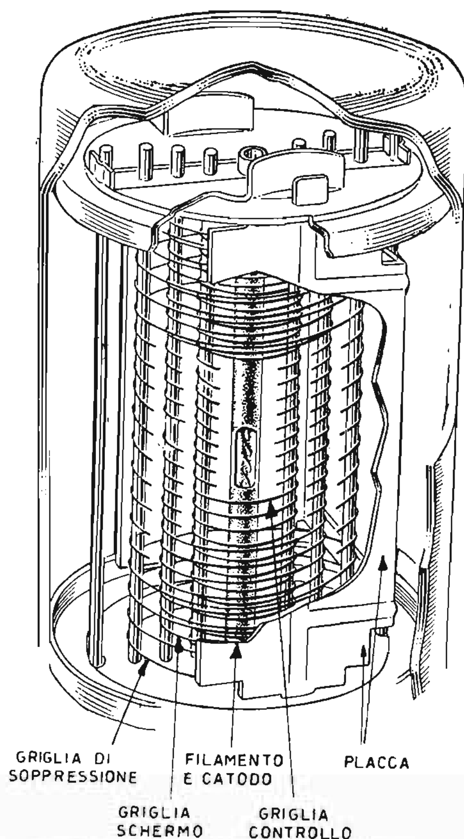


Fig. 3.22. - CARATTERISTICHE COSTRUTTIVE DI VALVOLA MODERNA. Il filamento incandescente a doppia spirale si trova al centro del tubetto di nichelio che provvede all'emissione elettronica.

Si pensò allora di adoperare il filamento solo per riscaldare un altro emettitore di elettroni. Il filamento di tungsteno venne avvolto a doppia spirale intorno ad un

apposito cilindretto di materiale refrattario (v. fig. 3.22), quindi sopra di esso venne infilato un sottile tubetto di nichelio, senza toccarlo. Riscaldato indirettamente, il tubetto di nichelio provvisto all'esterno di uno strato di sostanza ad alta emissione elettronica, in genere ossido di bario, dette luogo all'emissione elettronica utile, mentre quella del filamento risultò soppressa. Il tubetto di nichelio venne detto *catodo* e il filamento *riscaldatore*. Nei primi tempi venne utilizzata la tensione d'accensione di 2,5 V, poi quella di 4 V e ora di 6,3 V, di 12,6 V, e altre maggiori.

PRINCIPIO DELLA VALVOLA RETTIFICATRICE.

La batteria anodica venne sostituita con una *valvola rettificatrice* a diodo o a doppio diodo, con la quale si approfittò del fatto che la corrente elettronica è unidirezionale e presente solo quando la placca del diodo è positiva per ottenere la

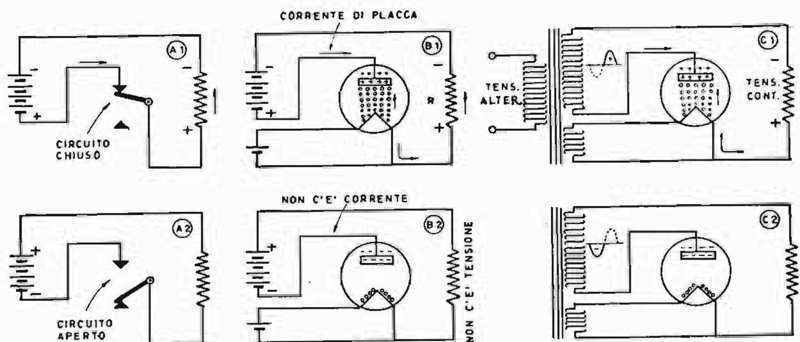


Fig. 3.23. - RETTIFICAZIONE DELLA TENSIONE ALTERNATA DELLA RETE-LUCE.
A 1: a sinistra, in alto: il circuito è chiuso. - A 2: in basso: il circuito è aperto. - B 1: al centro, in alto: la placca della valvola è positiva, il circuito è chiuso, come in A 1. - B 2: in basso: la placca è negativa, ed il circuito è aperto, come in B 2. - C 1: a destra, in alto: è presente la semionda positiva della tensione alternata, il circuito è chiuso. - C 2: in basso: è presente la semionda negativa della tensione alternata, il circuito è aperto. Osservare il senso della corrente e la polarità della tensione ai capi della resistenza.

rettificazione della tensione alternata della rete-luce, in modo analogo a quello usato nei primissimi tempi e poi ripreso per rivelare i segnali AF, rettificandoli.

In fig. 3.23 è chiarito il principio di funzionamento del diodo rettificatore. In C1 è indicato un trasformatore di tensione con due secondari, uno per la tensione che il diodo deve rettificare (per es. 300 V) e l'altro per la tensione d'accensione (per es. 5 V) della valvola, che è a riscaldamento diretto, non essendo necessario quello indiretto. Quando, come in C1, è presente la semionda positiva, la corrente elettronica chiude il circuito e la stessa semionda è presente ai capi della resistenza di carico, la quale sta ad indicare tutto il resto dell'apparecchio radio. In C2 è invece presente la semionda negativa e in tal caso non essendovi corrente

elettronica il circuito è aperto, ossia ai capi della resistenza di carico non vi è tensione.

Tutto ciò è chiarito dagli esempi B1 e B2 nonchè, per indicare il senso della corrente, da A1 e A2. La corrente elettrica nel circuito ha senso opposto a quello della corrente elettronica nell'interno del diodo, e ciò per il fatto che gli elettroni emessi dal filamento e raccolti dalla placca positiva si comportano come goccioline d'acqua fredda, proiettate verso una piastra metallica calda, un lato della quale sia posto al fuoco (batteria anodica). Le goccioline « consumano » il calore della pia-

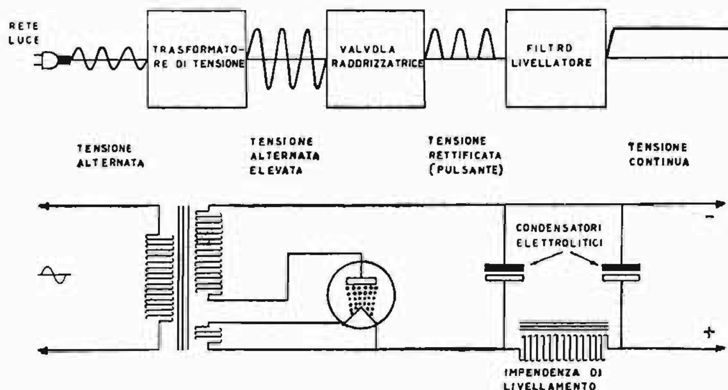


Fig. 3.24. - Dalla tensione alternata della rete-luce alla tensione continua necessaria per il funzionamento delle valvole elettroniche.

stra metallica, per cui vi è un passaggio di calore dal lato della lastra metallica che si trova al fuoco a quello che si trova esposto alle goccioline d'acqua, le quali si muovono in direzione opposta alla direzione del calore.

La tensione così rettificata è pulsante e non può venir utilizzata se prima non viene livellata, ciò che si ottiene con un *filtro livellatore*, che agisce circa come un grosso ferro da stiro caldo nelle mani di un sarto, ed è formato da due condensatori di grande capacità, 32 microfarad, e, come in fig. 3.24, da una grossa impedenza BF di alcuni henry.

PRINCIPIO DELLA VALVOLA RADDRIZZATRICE.

Anche la semionda negativa della tensione alternata della rete-luce può fornire una semionda positiva all'uscita del raddrizzatore, purchè venga adoperato un secondario con presa al centro, con un numero doppio di spire, come in fig. 3.25. Rispetto alla presa centrale, le due estremità dell'avvolgimento sono sempre di segno opposto; sono collegate alle due placche di un doppio diodo, che vien detto

raddrizzatore biplacca, per cui quando una delle placche è positiva rispetto al filamento, per es. la 1 in alto, l'altra è negativa, e quando la 1 è negativa (v. in basso), la 2 è positiva. Mentre con un solo diodo e un solo secondario AT si ottiene una sola semionda rettificata, con due diodi e due secondari AT si ottengono due semi-

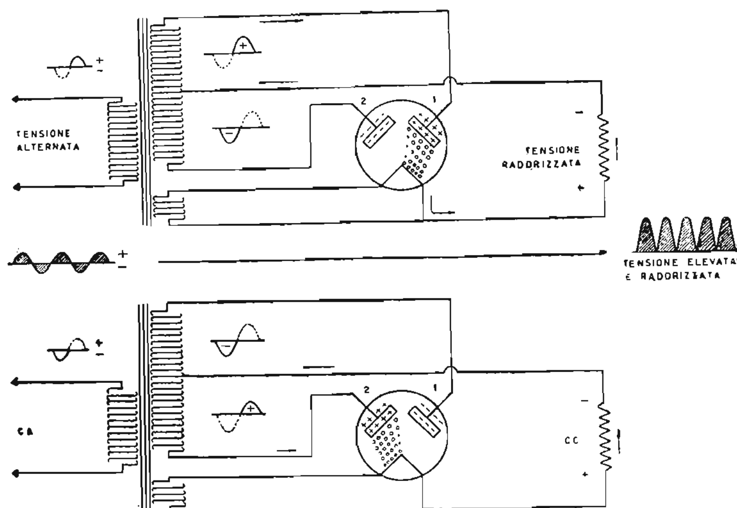


Fig. 3.25. - **PRINCIPIO DELLA RADDRIZZATRICE BIPLACCA.** Il principio è quello stesso di fig. 3.24, ma poichè vi sono due avvolgimenti e due placche, una di esse è sempre positiva e la corrente elettronica è sempre presente nella valvola.

onde rettificate, ossia si ottiene il raddrizzamento dell'onda intera. Poichè la corrente che scorre nel filtro di livellamento è più uniforme, bastano due condensatori di minore capacità, 8 microfarad.

Gli avvolgimenti di un normale trasformatore di alimentazione a due secondari AT, per apparecchio a 5 valvole, sono i seguenti: *Primario 125* V = 710 spire filo 0,4 smaltato (se 160 V = 810 spire); *Secondario* 2 × 325 V a 45 *mA* = 2 × 1700 spire filo 0,15 smaltato: *Secondario a* 6,3 V a 1,2 *A* (per l'accensione di 4 valvole) = 38 spire filo 0,7 smaltato; *Secondario* 5 V a 2 *A* (per accensione della raddrizzatrice) = 28 spire filo 1 mm smaltato.

L'avvolgimento dell'impedenza del filtro può essere, per es., di 2 000 spire filo da 0,15 smaltato.

Apparecchio a 4 valvole alimentato dalla rete-luce, per l'applicazione pratica.

L'apparecchio del quale la fig. 3.26 riporta lo schema ha lo scopo di consentire a chi inizia lo studio della radiotecnica una facile applicazione pratica, tanto per la costruzione quanto per le prove e le misure. L'apparecchio a reazione non

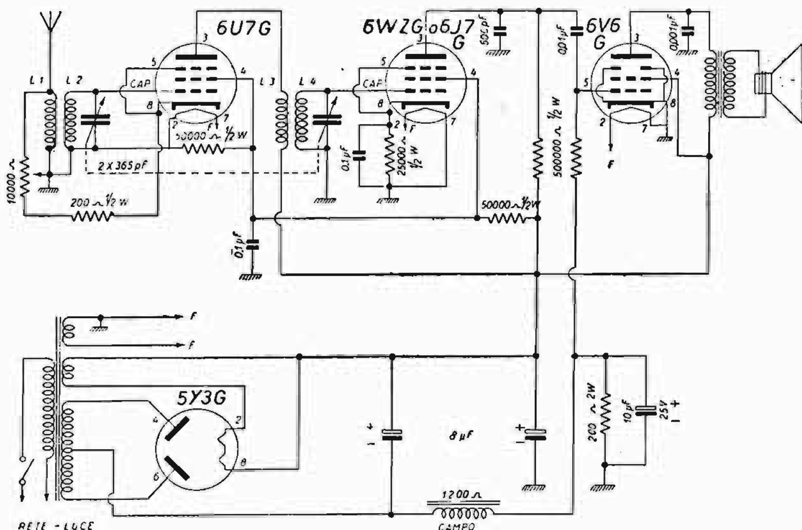


Fig. 3.26. - SCHEMA DI APPARECCHIO DIDATTICO. Questo « quattro valvole in alternata » è stato progettato per chi voglia iniziarsi alla tecnica degli apparecchi radio.

si presta bene a tale scopo, sia perchè di funzionamento instabile, sia perchè provoca eccessivi disturbi; la supereterodina non si presta neppure bene perchè non consente una facile costruzione, richiede una laboriosa messa a punto, e non ha lo stesso valore didattico per le prove e misure. Questo apparecchio è perciò del tipo ad amplificazione diretta, a risonanza, per la gamma onde medie, e funziona con 4 valvole, un'amplificatrice in alta frequenza, una rivelatrice, un'amplificatrice finale, seguite dalla raddrizzatrice.

BOBINE. — Poichè vi sono due circuiti accordati, è necessario un condensatore variabile a due sezioni, di 365 pF ciascuna o capacità simile (per es. 410 o 420 pF), provviste di compensatore, che diversamente potrà venir aggiunto. Occorrono due trasformatori AF (v. fig. 3.27), da approntare con due tubi di cartone bachelizzato diametro 25 mm e lunghi 50 mm, con sopra avvolti anzitutto i secondari,

ciascuno di 130 spire di filo 0,2 mm smaltato, e sopra di essi vanno avvolti i primari, separati da una striscia di carta isolante o celluloide. Dovranno avere 12 spire di filo da 0,1 mm una copertura seta per l'antenna, e 60 spire dello stesso filo per il circuito di placca. Non sono necessari schermi per i due trasformatori AF, essendo utile un leggero accoppiamento induttivo. Il primo va collocato ad un lato del variabile, come in fig. 3.28, e il secondo dietro di esso.

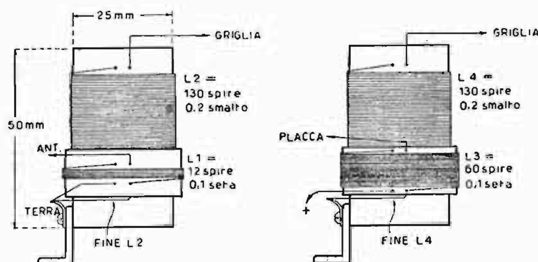


Fig. 3,27. - Le due bobine per l'apparecchio didattico.

VALVOLE. — Le quattro valvole vanno disposte come indica la figura. L'amplificatrice AF può essere indifferentemente una 6D6 o una 6D7 G, in quanto differiscono per il solo zoccolo. Può venir usata in loro sostituzione una 6K7 G o GT. La rivelatrice, una 6W7 G o una 6J7 G, funziona per *caratteristica di placca*, che con-

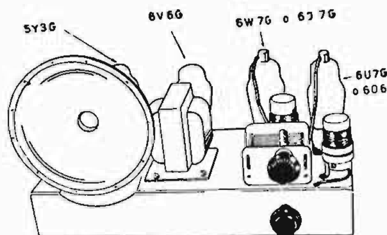


Fig. 3.28. - L'apparecchio finito è senza mobiletto e senza scala per consentire misure e prove, sostituzioni di parti e modifiche circuitali.

siste nell'applicare una elevata tensione negativa alla griglia controllo, mediante una resistenza di catodo di valore pure elevato (25 000 ohm nello schema) in modo da ottenere l'amplificazione delle sole semionde positive del segnale AF. La rivelazione di placca è stata preferita per questo apparecchio poichè meglio adatta per forti segnali AF che non la rivelazione di griglia.

COMPONENTI. — **Il trasformatore di alimentazione ha un doppio secondario AT a 2 × 250 volt e 60 mA, e due secondari BT uno a 6,3 volt e 1 ampere per l'accensione dei tre pentodi.**

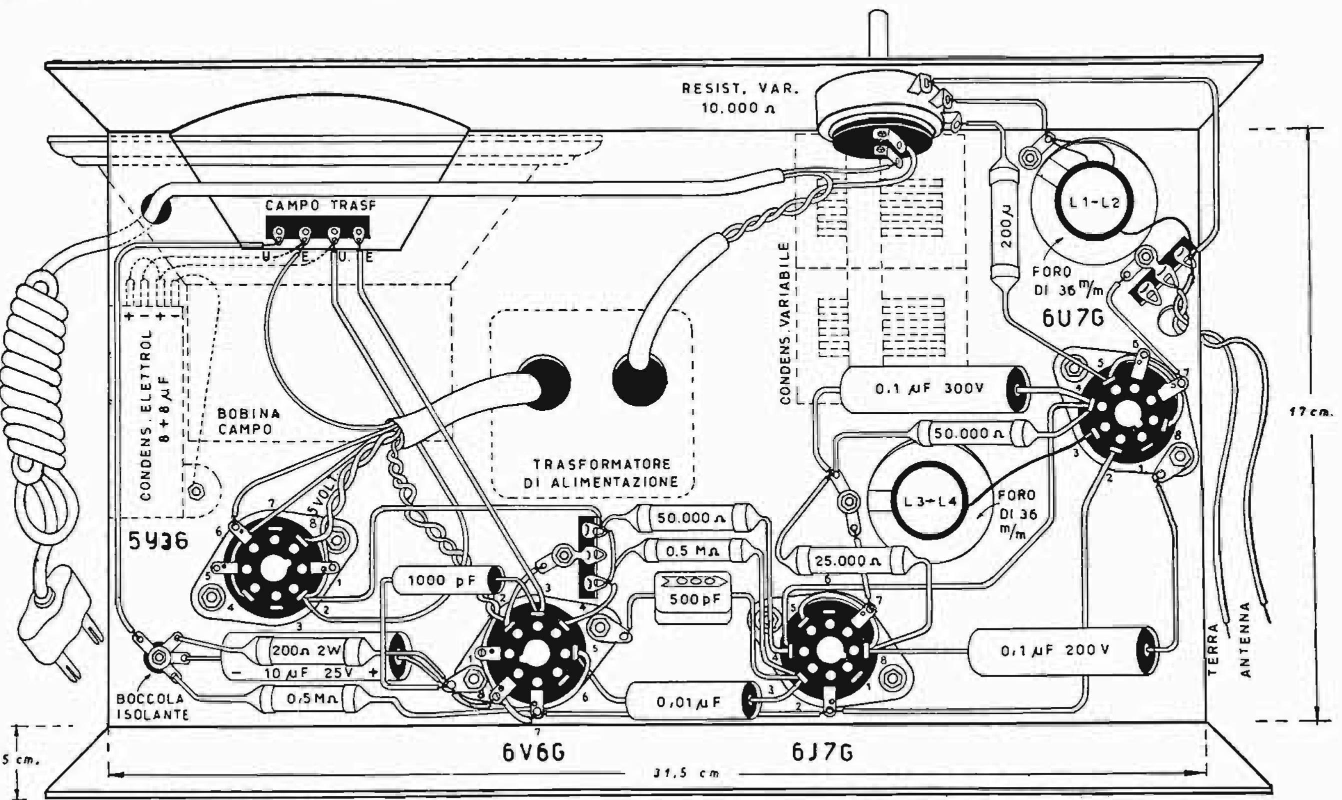


Fig. 3.29. - Schema costruttivo dell'apparecchio didattico a quattro valvole.

e l'altro a 5 volt e 2 ampere per l'accensione della raddrizzatrice. L'impedenza di livellamento, costituita dall'avvolgimento di campo dell'altoparlante, è da 1200 a 1600 ohm. Il trasformatore di alimentazione può essere diverso da quello indicato, per es. più piccolo, con il secondario AT a 2×200 V e 50 mA, nel qual caso l'intensità sonora sarà minore. Sarà opportuno che l'altoparlante abbia un avvolgimento di campo di 800 o 1000 ohm. Oppure potrà essere più grande, con il secondario AT di 2×300 V e 70 mA, nel qual caso l'intensità sonora sarà maggiore, e il campo potrà essere di 1600 ohm o più.

I due condensatori elettrolitici di filtro, del tipo a secco in custodia di alluminio o di cartone, sono di 8 microfarad ciascuno, tensione di lavoro 450/500 volt. Tra il campo dell'altoparlante e la massa vi è una resistenza di 250 ohm che ha lo scopo di fornire la tensione negativa di griglia alla valvola finale, alla quale è collegata. Se i secondari AT sono a 200 V è bene sia minore, per es. 150 ohm, se sono a 340 V è bene sia maggiore, per es. 300 ohm, in modo da adeguare la tensione di griglia a quella positiva di placca.

Il controllo di volume è costituito da un potenziometro di 10.000 ohm posto tra l'antenna e la resistenza di catodo della prima valvola, la cui amplificazione viene in tal modo inversamente proporzionata all'ampiezza del segnale AF in arrivo.

È adatto un altoparlante di tipo medio, da 15 a 17 cm di diametro, provvisto di trasformatore d'uscita per valvola 6V6, è importante che il trasformatore d'uscita sia adatto per la valvola finale con la quale deve funzionare. Tra l'entrata del suo primario e massa vi è un condensatore di 1000 pF; se le audizioni risultassero stridenti, sostituirlo con uno di 3000 pF.

TELAIO. — Le dimensioni del telaio sono 31,5 cm. di lunghezza, 17 cm. di larghezza e 5 cm. di altezza. La lunghezza e la larghezza possono variare a seconda delle dimensioni del trasformatore di alimentazione e dell'altoparlante. È necessario avere prima i componenti e stabilire quindi le dimensioni del telaio. Si può adoperare uno chassis già pronto per altro ricevitore a 4 o 5 valvole, e adattars i componenti su di esso, ciò allo scopo di evitare il lavoro di foratura. Vanno effettuate per prima le connessioni ai filamenti delle valvole, aderenti al fondo dello chassis in modo da tenerle lontane da altri collegamenti, per evitare captazioni del campo magnetico alternato e quindi ronzio nell'audizione. I collegamenti di griglia devono essere brevissimi, eventualmente in cavetto schermato, la cui calza va saldata al telaio.

MESSA A PUNTO. — Per la messa a punto basta variare la posizione dei due compensatori del variabile nella sola posizione a circa 1400 kc, ossia con le lamine del variabile quasi completamente fuori. Cercare una emittente a questa frequenza, e regolare i due compensatori alla massima intensità del segnale, riducendo, ove occorra, l'intensità stessa con il potenziometro. Effettuare quindi le varie misure, e controllare la diversità di funzionamento staccando una resistenza o un condensatore in modo da poter intendere poi il difetto di fronte al futuro apparecchio da riparare, o a quello più complesso da costruire.

MISURE. — Con trasformatore a due secondari AT a 250 V ciascuno e con altoparlante a bobina di campo di 1200 ohm, la massima tensione anodica disponibile potrà essere di 207 V, misurabile con voltmetro c. c. ad alta resistenza tra il filamento della valvola 5Y3 (piedino 8) e il telaio metallico del ricevitore. La massima tensione raddrizzata risulta misurabile tra il filamento della stessa valvola e l'entrata della bobina di campo, posta in serie con la resistenza di 200 ohm, per la tensione negativa della finale. Essa risulterà di circa 285 V. La tensione tra la entrata della bobina di campo e il telaio sarà dunque di 66 V, e quella ai capi della resistenza di 12 V. Sarà questa la tensione negativa di griglia della valvola finale. Alla placca della valvola finale risulterà applicata la tensione di 197 V. Alla placca della 6U7 G risulterà la tensione massima disponibile, ossia 207 V, mentre a quella della valvola rivelatrice vi sarà la tensione di 60 V, non misurabile con voltmetri a bassa resistenza, data la presenza della resistenza di 0,5 MΩ nel circuito di placca di tale valvola.

VARIANTI. — Per iniziarsi alla pratica è opportuno eseguire le seguenti varianti allo schema. A) Collegare al telaio l'uscita della bobina di campo di 1200 ohm, e con essa la resistenza di griglia della 6V6 G; inserire la resistenza di 200 ohm con il suo condensatore nel circuito del catodo della valvola stessa. B) Eliminare la resistenza di 200 ohm e il suo condensatore, sostituendoli con due resistenze da collocare, in parallelo alla bobina di campo, collegando al centro di esse la resistenza di griglia della 6V6 G; le due resistenze vanno calcolate con le formule del cap. V°. C) Inserire la bobina di campo nel lato positivo, tra i due condensatori elettrolitici, e collocare la resistenza di 200 ohm con il proprio condensatore, tra il centro secondario AT e il telaio; catodo della 6V6 G al telaio.

Principio di funzionamento degli apparecchi ad autotrasformatore e senza trasformatore di alimentazione.

APPARECCHI AD AUTOTRASFORMAZIONE. — Mentre gli apparecchi normali, ossia di normali dimensioni e di resa d'uscita compresa tra 3 e 4,5 watt, funzionano con elevata tensione anodica, compresa tra 230 e 270 Volt, i piccoli apparecchi invece, ossia quelli di piccole dimensioni e di modesta resa d'uscita, intorno ad 1 watt, richiedono solo basse tensioni anodiche, da 90 a 130 volt.

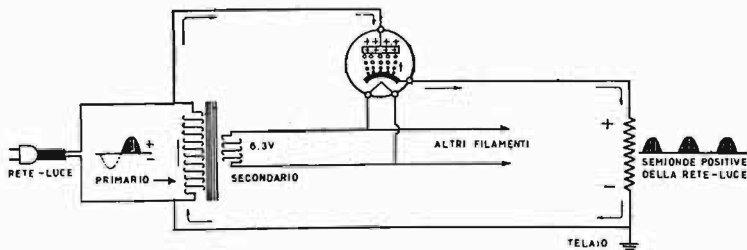


Fig. 3.30. - ALIMENTAZIONE ANODICA DEI PICCOLI APPARECCHI. Le valvole degli apparecchi di piccole dimensioni funzionano con tensione anodica bassa, di circa 90 V. Non è necessario perciò elevare la tensione della rete-luce, e si può eliminare il secondario alta tensione, indicato in fig. 3.24. Si potrebbe usare una valvola biplacca, come in fig. 3.25, facendo una presa al centro dell'avvolgimento primario, ma la tensione rete-luce risulterebbe divisa per metà quindi troppo bassa.

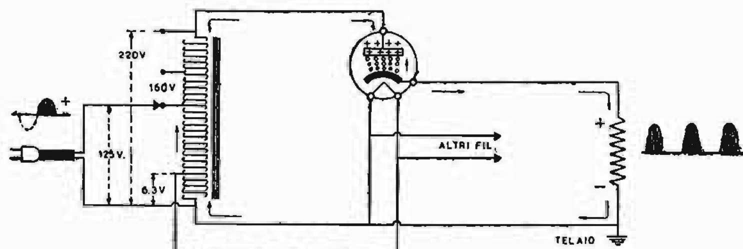


Fig. 3.31. - ALIMENTAZIONE ANODICA AD AUTOTRASFORMATORE. Con un solo avvolgimento, la tensione delle rete-luce può venir elevata per la placca e ridotta per il filamento della valvola rettificatrice. Questo sistema è molto usato negli apparecchi non piccolissimi.

Per ottenere tensioni anodiche elevate è necessario, come detto, elevare la tensione della rete-luce con un apposito trasformatore di tensione, detto *t. di alimentazione*. Con alte tensioni anodiche si ottengono forti amplificazioni, le quali richiedono a loro volta che le tensioni anodiche siano bene livellate, per cui si adoperano valvole raddrizzatrici a due placche, ciascuna delle quali è collegata ad un secondario alta tensione del trasformatore. I secondari AT sono perciò due, generalmente a 350 volt ciascuno.

Per ottenere la bassa tensione anodica richiesta dalle valvole dei piccoli apparecchi non è necessario elevare la tensione della rete-luce, inoltre, poichè l'amplificazione è modesta, non è necessario che il livellamento sia molto accurato, basta una sola semionda della tensione alternata della rete-luce, ossia basta una valvola rettificatrice ad una sola placca. Basterebbe un solo secondario AT, ma poichè non dovrebbe nè elevare nè abbassare la tensione della rete-luce risulterebbe inutile. Tanto vale collegare la placca della valvola rettificatrice direttamente ad un capo della rete, e eliminare l'ingombrante e costoso trasformatore di alimentazione.

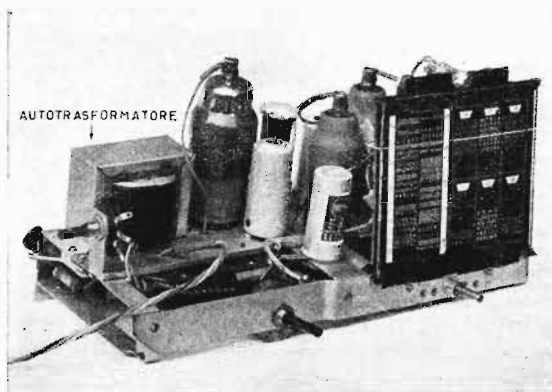


Fig. 3.32. - ALIMENTAZIONE ANODICA AD AUTOTRASFORMATORE. Esempio di moderno apparecchio ad autotrasformatore.

Occorre però provvedere all'accensione delle valvole mediante la tensione alternata della rete opportunamente ridotta. Ciò si può ottenere in due modi, a ciascuno dei quali corrisponde una categoria di piccoli apparecchi: con *trasformatore di accensione* o con *resistenza di caduta*. Si può adoperare un piccolo trasformatore, simile a quello in uso per i campanelli, provvisto di un solo secondario a 6,3 volt. E si può fare anche a meno del secondario, con una presa a 6,3 volt dell'avvolgimento primario, come indica la fig. 3.31. In questo caso è presente il solo avvolgimento primario, e non si tratta più di un trasformatore bensì di un *autotrasformatore*.

Mentre negli apparecchi normali è spesso adoperata una valvola raddrizzatrice a tensione di accensione a 5 V, diversa da quella delle altre valvole che è di 6,3 volt, negli *apparecchi ad autotrasformatore* è presente una valvola raddrizzatrice la cui tensione di accensione è quella comune di 6,3 volt. È provvista di catodo, in modo da poter collegare *in parallelo* i filamenti di tutte le valvole.

APPARECCHI SENZA TRASFORMATORE. — Per ottenere la tensione di accensione delle valvole c'era un altra possibilità, oltre quella di adoperare un piccolo tra-

sformatore o un autotrasformatore, e precisamente quella di collegare *in* serie i filamenti delle varie valvole e di adoperare una tensione di accensione diversa da quella di 6,3 volt, tale che la somma delle varie tensioni d'accensione delle valvole corrispondesse alla tensione della rete-luce. In tal modo sarebbe stato possibile eliminare anche il trasformatore d'accensione o l'autotrasformatore.

Vennero infatti realizzate valvole di tipo normale ma con filamento a più alta tensione d'accensione. Si tenne conto del fatto che i piccoli apparecchi sono tutti a cinque valvole (poichè l'amplificazione è modesta non è possibile, generalmente, utilizzare meno di cinque valvole) e si tenne pure conto che la più bassa tensione

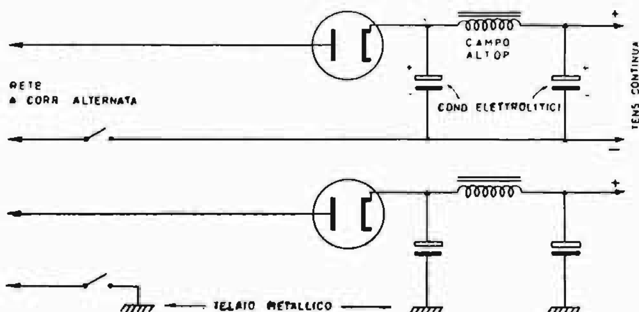


Fig. 3.33. - ALIMENTAZIONE ANODICA SENZA TRASFORMATORE. Alla semionda positiva della tensione della rete-luce, la valvola rettificatrice si comporta come un interruttore chiuso; a quella negativa si comporta come un interruttore aperto. Poichè il telaio dell'apparecchio è metallico, esso può sostituire un capo della rete-luce, come indica la figura in basso.

della rete-luce è quella di 110 volt. Si trattava di distribuire questi 110 volt ai filamenti delle cinque valvole.

Negli apparecchi normali, l'accensione delle valvole avviene a 6,3 volt, ma ciascuna di esse può richiedere una diversa intensità di corrente, a seconda della sua potenza. Mentre le valvole amplificatrici AF e la rivelatrice richiedono, in media, 0,3 ampere, la valvola amplificatrice finale richiede una maggiore intensità di corrente, che per es. per la 6L6 è di 0,9 ampere. Lo stesso avviene per la raddrizzatrice. La raddrizzatrice 6X5 G richiede 0,6 ampere. I filamenti delle varie valvole sono collegati tutti allo stesso secondario del trasformatore d'accensione o alla stessa presa dell'autotrasformatore, devono perciò richiedere la stessa tensione d'accensione, che è una sola, quella di 6,3 volt, mentre possono assorbire una diversa intensità di corrente.

Nei piccoli apparecchi invece, nei quali le valvole hanno i filamenti collegati in serie è l'intensità di corrente che è la stessa per tutte le valvole, mentre può variare la tensione d'accensione, a seconda della loro potenza. I 110 volt della più bassa tensione della rete-luce sono stati perciò distribuiti come segue: 12,6 volt per

ciascuna delle tre prime valvole, 35 volt per la valvola amplificatrice finale e 35 volt per la valvola rettificatrice. Collegati insieme questi 5 filamenti richiedono 107,8 volt.

Poichè la tensione della rete-luce di 125 volt è molto diffusa, è stata pure realizzata una valvola amplificatrice finale a 50 volt d'accensione in modo da richiedere la tensione complessiva di 12,6 + 12,6 + 12,6 + 50 + 35 volt = 122,8 volt.

Gli apparecchi di questo tipo sono denominati *senza trasformatore* (transformeless) oppure in altro modo equivalente. Vengono detti, per es., *apparecchi continua-alternata* o *apparecchi cc/ca* poiché possono funzionare tanto con tensione alternata quanto con quella continua della rete-luce, a differenza degli apparecchi con trasformatore o con autotrasformatore adatti solo per tensione alternata della rete-luce. Vengono anche detti, per la stessa ragione, *apparecchi ad alimentazione universale*.

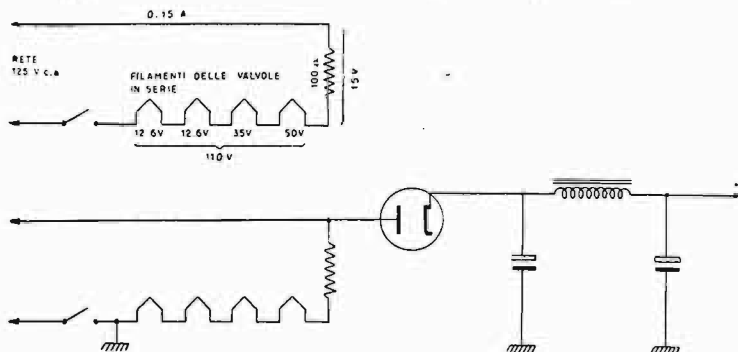


Fig. 3.34. - ALIMENTAZIONE ANODICA SENZA TRASFORMATORE. In fig. 3.30, il trasformatore serve soltanto per ridurre la tensione della rete-luce a quella d'accensione delle valvole, se però i filamenti vengono posti in serie, la tensione d'accensione complessiva è prossima a quella della rete-luce, e basta allora una resistenza di caduta, come in questa figura in alto. Sotto, lo schema della figura precedente, completato con il circuito d'accensione delle valvole.

VANTAGGI E SVANTAGGI DEI DUE TIPI DI APPARECCHI. — Con il trasformatore di accensione o l'autotrasformatore si possono adoperare le stesse valvole degli apparecchi normali, senza trasformatore si possono adoperare solo poche valvole particolari. Nel primo caso si può facilmente adattare l'apparecchio alle varie tensioni della rete-luce, predisponendo delle prese sul primario; nel secondo invece occorre una diversa resistenza di caduta per ciascuna tensione della rete-luce. Con l'autotrasformatore si può approfittare della maggior tensione della rete-luce senza di esso l'apparecchio va predisposto sulla più bassa tensione della rete. Infatti, se, come indica la fig. 3.31, l'avvolgimento primario è adatto per tutte le tensioni della rete-luce comuni, da 110 a 220 volt, la tensione applicata alla placca del-

la rettificatrice è sempre di 220 volt, qualunque sia la tensione della rete-luce. Se la tensione delle reti-luce è di 150 volt, l'autotrasformatore la eleva a 220 volt. La tensione applicata alle valvole è perciò abbastanza elevata, tanto da consentire una resa d'uscita notevole. Senza trasformatore invece è necessario predisporre l'apparecchio sulla più bassa tensione della rete-luce, quella alla quale possa funzionare senza nessuna resistenza di caduta, ossia 110 volt. Se la tensione della rete-luce è maggiore, per es. 160 volt, occorre che tra l'apparecchio e la presa di corrente vi sia una resistenza dissipatrice, tale da ridurre la tensione da 160 a 110 volt. La caduta di 50 volt è ottenuta dissipando energia in calore. Le valvole funzionano con tensione anodica molto bassa, qualunque sia la tensione della rete-luce, quindi la resa d'uscita è modesta.

Ne consegue che l'autotrasformatore è adatto per tutti gli apparecchi di medie e di piccole dimensioni, esclusi quelli di piccolissime dimensioni, per i quali l'assenza del trasformatore consente di ottenere minor peso e minor costo.

Esempio pratico di apparecchio con trasformatore di accensione. (Per onde corte).

Lo schema di fig. 3.35 è quello di un apparecchio a 3 valvole, adatto per le quattro bande onde corte di 20 m, 40 m, 80 m e 120 m o 160 m. È alimentato in alternata ed è provvisto del solo trasformatore di accensione, con il primario adatto per la tensione della rete-luce e con un secondario a 6,3 volt e 1,5 ampere. La valvola rettificatrice è una 6X5 GT, con le placche unite e collegate ad un capo della rete-luce. L'altro capo della rete-luce è collegato al telaio dell'apparecchio, del quale costituisce la presa di terra. Non va collegata alcuna altra presa di terra.

Nell'apparecchio campione venne utilizzato un altoparlante a magnete permanente, dato che la rete-luce di 125 volt non consentiva l'eccitazione di un altoparlante con bobina di campo, per la notevole caduta di tensione ai capi della bobina stessa. Venne perciò usata un'impedenza di livellamento di 10 henry, adatta per 25 mA. Poichè l'assorbimento di corrente da parte della prima e della seconda valvola risultò di 15 mA, la caduta di tensione ai capi dell'impedenza riuscì inferiore ai 10 V. In tal modo la tensione anodica risultò di circa 110 volt. Con tensione più elevata della rete-luce, si ottiene una maggior tensione anodica e quindi un maggior assorbimento di corrente. Per reti di 160 e 220 volt, è necessaria un'impedenza di filtro di 10 henry e 45 mA. Per queste reti è vantaggioso l'uso dell'altoparlante a bobina di eccitazione.

SCHEMA E BOBINE. — La prima valvola è un doppio triodo 6SL7 GT; uno dei triodi è usato quale rivelatore di griglia in reazione e l'altro quale amplificatore bassa frequenza di tensione. I due triodi sono accoppiati con un trasformatore BF rapporto primario: secondario = 1 : 3. Il controllo della reazione è ottenuto con un condensatore variabile di 100 pF. Un condensatore variabile di 75 pF, a lamine spaziate, è usato per la sintonia. L'apparecchio è provvisto di una serie di quattro bo-

bine avvolte su quattro zoccoli di valvole octal, come indicato dalla fig. 3.37. Il portavalvole è costituito da un supporto per valvola octal. La disposizione degli avvolgimenti è quella di fig. 3.35. I tre avvolgimenti hanno lo stesso senso, e distano 2 mm l'uno dall'altro.

Le quattro bande indicate dalla tabella sono quelle di 20 m, 40 m, 80 m e 120 m.

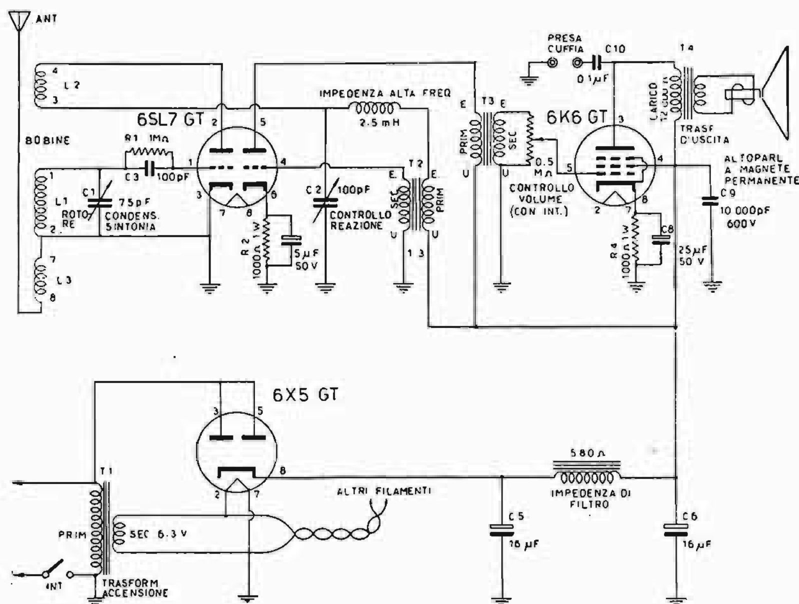
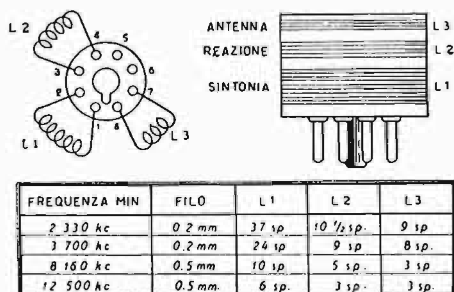


Fig. 3.35. - SCHEMA DI RICEVITORE PER ONDE CORTE. Serve anche come esempio di alimentazione anodica con valvola rettificatrice e trasformatore d'accensione, il cui principio è indicato dalla fig. 3.30. L'impedenza di filtro è necessaria solo per la ricezione onde corte. Nei ricevitori per onde medie può venir sostituita con una resistenza.

TELAIO E COMPONENTI. — Il telaio metallico è di 31,5 × 18 × 3,8 cm. Sopra di esso si trovano le valvole, l'altoparlante, i quattro trasformatori di bassa frequenza: quello d'accensione, i due intervalvolari e quello d'uscita. Vi si trova pure il condensatore variabile di sintonia, di 75 pF, e, dietro di esso, la bobina sul relativo portabobine. Sotto il telaio si trova il condensatore di reazione, di 100 pF, di piccole dimensioni ed il potenziometro di 0,5 MΩ per il controllo di volume. Può darsi che queste due parti non siano quelle indicate nello schema costruttivo, e che esse siano di dimensioni maggiori, per cui occorra utilizzare un telaio più alto. Sotto il telaio è fissata la bobina d'impedenza AF (tra il portavalvole della

Fig. 3.36. - Schema costruttivo dell'apparecchio a tre valvole, in alternata, per onde corte.

6SL7 GT e il portabobine), e sotto di esso sono pure fissati il blocchetto dei due condensatori elettrolitici di livello (vicino al portavalvole della 6X5 GT) e l'impedenza di filtro, fissata su un lato del telaio.



FREQUENZA MIN	FILO	L 1	L 2	L 3
2 330 kc	0 2 mm	37 sp	10 ½ sp.	9 sp
3 700 kc	0.2 mm	24 sp	9 sp	8 sp.
8 160 kc	0.5 mm	10 sp	5 sp.	3 sp
12 500 kc	0.5 mm.	6 sp.	3 sp.	3 sp.

Fig. 3.37. - Bobine per l'apparecchio OC di fig. 3.35.

ALLARGAMENTO DI BANDA. — Una disposizione diversa da quella dello schema di fig. 3.35, può essere ottenuta sostituendo la bobina di antenna L3 con un compensatore ad aria, capacità da 3 a 30 pF, sistemato sul pannello frontale e provvisto di manopolina di comando. In tal modo le quattro bobine risultano semplificate.

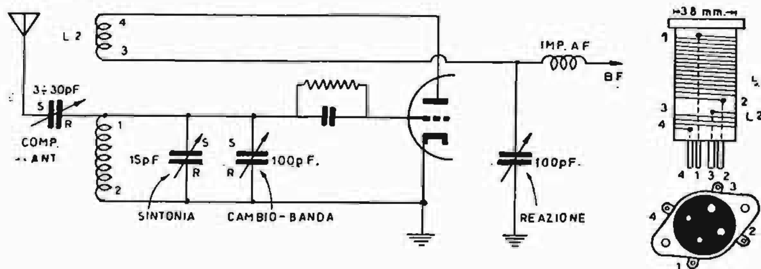


Fig. 3.38. - Variante allo schema di fig. 3.35 e relative bobine.

Qualora sia desiderata la possibilità di allargamento delle quattro bande di ricezione va usato un secondo condensatore variabile di sintonia, a lamine spaziate, di 15 pF di capacità massima, come in fig. 3.38. In tal caso i condensatori di sintonia sono due, uno di 15 pF per la ricerca delle emittenti nella banda allargata, ed uno di 100 pF per il passaggio da un tratto all'altro di ciascuna banda. Quest'ultimo costituisce una specie di commutatore di gamma per ciascuna banda di ricezione. La sintonia è ottenuta con il variabile di 15 pF, comandato dalla manopola principale.

Utilizzando la disposizione di fig. 3.38 è opportuna una serie di bobine avvolte su normali portabobine diametro 38 mm, a quattro piedini, come indicato nella stessa figura, i dati per le quali sono riassunti nella tabella seguente:

TABELLA DELLE BOBINE

20 METRI — Sintonia: 7 spire, filo 0,7 mm ds spaziate su 13 mm. Reazione: 5 spire, filo 0,7 mm, serrate a 3 mm dalla bobina di sintonia.

40 METRI — Sintonia: 14 spire, filo 0,7 mm spaziate su 13 mm. Reazione: 11 spire, filo 0,7, serrate a 3 mm dalla bobina di sintonia.

80 METRI — Sintonia: 27 spire, filo 0,7 mm, serrate. Reazione: 11 spire, 0,7 mm, serrate a 3 mm dalla bobina di sintonia.

160 METRI — Sintonia: 60 spire, filo 0,7 mm, serrate. Reazione: 17 spire, filo 0,2 smaltato, a 3 mm dalla bobina di sintonia.

Le due bobine, sintonia e reazione, sono avvolte nello stesso senso.

Esempio di apparecchio didattico a quattro valvole senza trasformatore di alimentazione.

Nelle pagine precedenti è stato fatto l'esempio di ricevitore didattico a 4 valvole, con circuito a risonanza, provvisto di trasformatore di alimentazione; quello stesso apparecchio può venir costruito anche senza trasformatore di alimentazione, ma a tale scopo è necessaria una serie di quattro valvole a 150 mA di accensione, le seguenti: V1 = 12NK7 GT, V2 = 12J7 GT, V3 = 50L6 GT e V4 = 35Z5 GT. Lo schema che ne risulta è quello di fig. 3.39. I filamenti delle quattro valvole vengono posti in serie, come in fig. 3.34 e richiedono 110 volt complessivi. Se la rete-luce è di 110 volt possono venir collegati direttamente alla rete-luce stessa, se invece si tratta di rete-luce a 125 volt è necessario dissipare la differenza di 15 volt, ciò che si può fare con una resistenza di 100 ohm. Infatti per la legge di Ohm R = V : I ossia 15 volt : 0,15 ampere = 100 ohm. La dissipazione di questa resistenza dovrà essere di 15 × 0,15 = 2,25 watt, in pratica 3 o 4 watt. Se la tensione-rete è di 110 V è consigliabile una resistenza di 35 Ω e 2 W per compensare gli sbalzi. L'alimentazione senza trasformatore non è adatta per reti-luce a 160 e a 220 volt, dato che la differenza di tensione da dissipare risulta notevole e richiede una grossa resistenza, di costo elevato, tale da non compensare l'assenza del trasformatore. Per ridurre il costo, è opportuno adoperare un trasformatore d'accensione, il cui principio è indicato dalla fig. 3.30 o un autotrasformatore, fig. 3.31.

Data la bassa tensione da rettificare, non si può adoperare un altoparlante con bobina di campo ad elevata resistenza, per es. 1 500 ohm, poichè la caduta di tensione ai capi della sua bobina risulterebbe eccessiva. Occorre un altoparlante con bobina di campo a bassa resistenza, per es. 450 ohm, come indicato in fig. 3.39, oppure un altoparlante a magnete permanente nel qual caso va usata un'impedenza di filtro di 200 o 300 ohm, per 60 mA, con l'induttanza più alta possibile compatibilmente con le dimensioni e il costo.

Nel caso di fig. 3.39, e con la tensione della rete-luce di 125 V, la tensione rettificata presente tra il catodo della 35Z5 (piedino 8) e il telaio metallico è di 130 volt. Ai capi della bobina di campo si determina una caduta di 22,5 volt, per cui all'uscita vi è la tensione di 107,5 volt, la massima anodica disponibile, che risulta applicata alla placca della 12NK7 e alla griglia schermo della 50L6. Alla placca di quest'ultima vi sono, in media, 100 volt. La tensione esatta dipende dal

Fig. 3.39. - APPARECCHIO DIDATTICO. Lo schema è quello di fig. 3.26 con alimentazione anodica senza trasformatore d'alimentazione. Confrontare i circuiti della rettificatrice 35 Z5 con la figura 3.34.

trasformatore d'uscita adoperato, che deve essere adatto per la 50L6 GT. Ai capi della resistenza di catodo della 50L6 GT vi è la tensione di 6,5 volt, che costituisce la tensione di griglia della valvola stessa. La potenza d'uscita risulta di 0,8 a 1 watt.

Per tutto il resto vale quanto detto per l'apparecchio analogo provvisto di trasformatore di alimentazione. Va tenuto ben presente che questo apparecchio non può venir toccato mentre è collegato alla rete-luce, poichè il suo telaio è direttamente collegato ad un capo della rete stessa; non va toccato neppure durante i primi minuti dopo averlo staccato dalla rete-luce. Qualsiasi lavoro va effettuato con utensili isolati e senza mai poggiare una mano su schermi o altre parti dell'apparecchio. Sistemato nel mobiletto, va chiuso posteriormente in modo da non poter essere toccato durante il funzionamento. Va collegato alla sola presa di antenna; non va in nessun caso collegato a presa di terra, sostituita dalla rete-luce.

Apparecchio didattico a cinque valvole.

Nello schema di fig. 3.26 vi è una valvola in alta frequenza seguita dalla rivelatrice, nello schema di fig. 3.40 vi sono invece due valvole in alta frequenza seguite dalla rivelatrice. L'altoparlante è del tipo magnetodinamico, per cui al posto della bobina di campo è usata, nel circuito di livellazione, una resistenza di 2000 ohm e 2 watt. Alla placca della valvola finale, la 6F6 G o GT, giunge la massima tensione anodica, prelevata prima della resistenza di livellazione, mentre allo schermo di tale valvola,

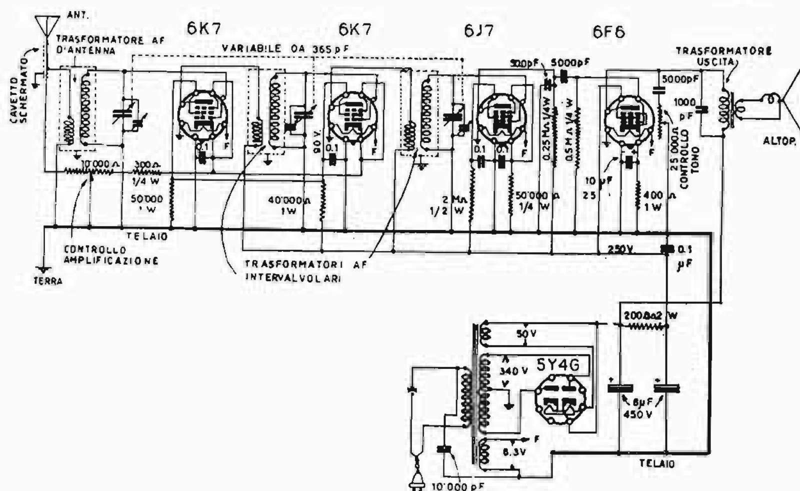


Fig. 3.40. - Schema di apparecchio a cinque valvole, del tipo ad alta frequenza, simile a quello di fig. 3.26, disegnato in altro modo. Lo schema costruttivo è quello di fig. 3.41.

nonchè alle placche e alle griglie-schermo delle altre tre valvole, giunge la tensione anodica prelevata dopo la resistenza livellatrice.

La rivelazione è del tipo a caratteristica di placca, per cui non vi sono i soliti due diodi di rivelazione e CAV, per tale ragione la resistenza di catodo della 6J7 G o GT è di valore molto elevato, 50 000 ohm. Al posto del controllo di volume vi è un controllo di amplificazione, costituito da un potenziometro di 10 000 ohm, con il quale viene variata la tensione di polarizzazione delle due prime valvole, e conseguentemente la loro amplificazione.

I trasformatori intervalvolari si trovano in commercio; possono venir autocostruiti in base alle indicazioni di fig. 3.27. Vanno posti entro uno schermo metallico, pure entro schermo metallico va posto il trasformatore alta frequenza. Per il resto vale quanto detto per l'apparecchio di fig. 3.26.

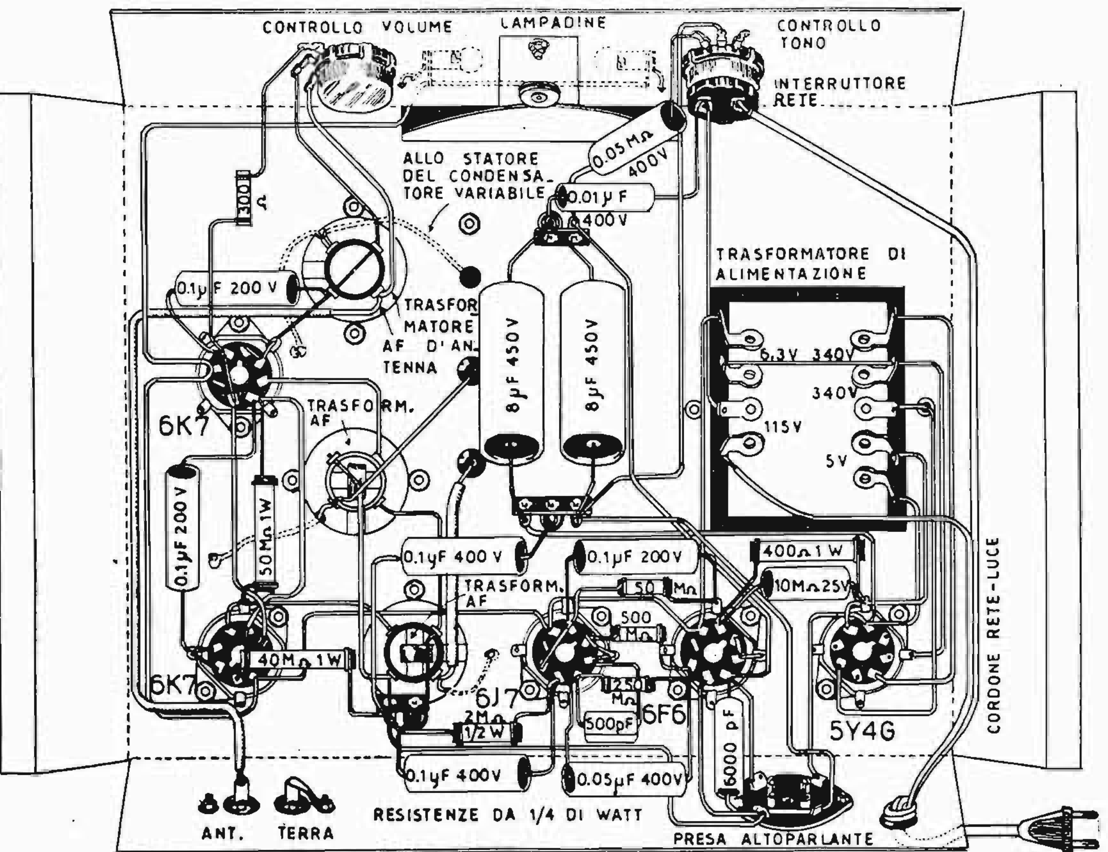


Fig. 3.41. - Schema costruttivo di apparecchio didattico a cinque valvole, corrispondente allo schema elettrico di fig. 3.40. (Notare che nei valori delle resistenze M eguale a mille).

CAPITOLO QUARTO

TEORIA E PRATICA DELL'APPARECCHIO RADIO

PRINCIPIO GENERALE DEI MODERNI APPARECCHI RADIO

L'ALTA AMPLIFICAZIONE E LE SUE CONSEGUENZE. — Le valvole elettroniche degli attuali apparecchi radio consentono amplificazioni fortissime. Un tempo invece le due prime valvole amplificavano circa 20 volte ciascuna, per cui l'amplificazione complessiva risultava di 400 volte, ossia 20 × 20. Il segnale radio presente all'entrata dellla prima valvola, collegata all'antenna, risultava amplificato 400 volte all'uscita della seconda.

La prima valvola di un moderno apparecchio radio amplifica invece, in condizioni medie, circa 100 volte, e la seconda circa 150 volte. Ne risulta che all'uscita della seconda valvola il segnale radio è ben 15 000 volte maggiore di quanto non era all'entrata della prima valvola, dato che l'amplificazione complessiva è di 100 × 150 = 15 000 volte. È per questo fatto che mentre un tempo gli apparecchi richiedevano lunghe antenne tese sopra i tetti, oggi funzionano con un filo di appena un metro o anche con un ago da calza. L'alta amplificazione delle valvole moderne ha fatto scomparire le antenne.

Questa fortissima amplificazione ha però imposto il progetto di apparecchi adatti a sopportarla. Essa sarebbe stata impossibile con gli apparecchi di un tempo, poichè sarebbe stato impossibile evitare la retrocessione sia pur minima dei segnali radio già amplificati. Come detto nel capitolo precedente, è di basilare importanza per il funzionamento dell'apparecchio radio che i segnali amplificati non ritornino indietro, dall'uscita della seconda valvola all'entrata della prima, cosa questa che risulta molto facile data la vicinanza dei due circuiti. Se tale retrocessione dei segnali radio amplificati si verifica l'amplificazione aumenta ancora, causando l'oscillazione delle valvole e trasformando l'apparecchio da ricevente in trasmittente.

Il problema di evitare la retrocessione dei segnali radio amplificati è stato di basilare importanza per la tecnica degli apparecchi radio. Inutile sarebbe stato fabbricare valvole elettroniche ad amplificazione sempre più elevata se poi non fosse stato possibile utilizzarle. Questo problema venne risolto in un primo tempo mediante apposite valvole a tre griglie — i pentodi — come già detto, e con l'abbondante uso di schermi metallici, in modo da separare un circuito dall'altro. Ma pentodi e schermi non bastarono più quando l'amplificazione divenne elevatissima. Basti pensare a due ambienti contigui in cui uno sia a 20 °C e l'altro ad una temperatura

15 000 volte maggiore. È impossibile evitare che neppure una minima parte di calore passi da un ambiente all'altro; una sola soluzione è possibile: collocare i due ambienti in due zone diverse, molto lontane l'una dall'altra.

L'accorgimento che consentì di utilizzare l'altissima amplificazione delle valvole moderne fu il *circuito supereterodina*, attualmente alla base di tutti gli apparecchi radio, ad eccezione dei minuscoli a reazione. Il risultato fu paragonabile a quello di collocare a grande distanza l'uno dall'altro i due ambienti a temperatura molto diversa.

PRINCIPIO BASILARE DELLA SUPERETERODINA. — L'idea del circuito supereterodina scaturì dalla constatazione che la frequenza di un qualsiasi segnale radio può venire facilmente cambiata in un'altra frequenza. Se la frequenza del segnale radio è di 1 000 chilocicli, in quanto è dovuto alla captazione di onde radio di 300 metri, è facile cambiare tale sua frequenza in un altra qualsiasi, per es. in quella di 100 chilocicli oppure in quell'altra di 10 000 chilocicli.

Constatato che è facile cambiare la frequenza dei segnali radio si pensò di collocare un dispositivo cambiafrequenza tra la prima e la seconda valvola amplificatrice. La prima avrebbe amplificato i segnali radio alla loro frequenza d'origine, per es. quella di 1 000 chilocicli, e l'altra valvola avrebbe amplificato i segnali radio

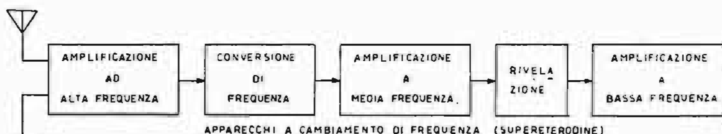


Fig. 4.1. - Qualsiasi apparecchio supereterodina può venir distinto in queste cinque parti.

dopo il cambiamento della loro frequenza in altra molto diversa, per es. quella di 100 chilocicli o quell'altra di 10 000 chilocicli. Se dopo ciò si fosse manifestata la retrocessione dei segnali radio amplificati dalla seconda valvola, essa non avrebbe più avuto nessun effetto, poichè troppo fuori sintonia, addirittura fuori gamma. Era appunto come collocare i due ambienti a temperatura diversa in due città distanti molti chilometri.

Si trattò di scegliere tra le due frequenze molto diverse, tra quella a 100 chilocicli e quella a 10 000 chilocicli; poichè è più facile amplificare a frequenza bassa, e l'amplificazione risulta più elevata, si decise senz'altro per la frequenza minore, di 100 chilocicli. Messa in pratica, l'idea risultò realizzabile; ebbero così origine gli *apparecchi a cambiamento di frequenza* detti anche *apparecchi supereterodina*.

Nelle prime *supereterodine*, il dispositivo cambiafrequenza (detto oggi *stadio convertitore*) provvedeva a cambiare la frequenza dei segnali radio amplificati dalla prima valvola nella frequenza fissa di 100 chilocicli. Qualunque fosse la frequenza dei segnali radio amplificati dalla prima valvola essa veniva cambiata in quella

fissa di 100 chilocicli. Poichè la nuova frequenza era fissa, i circuiti accordati della seconda valvola divennero essi pure fissi, ossia i condensatori variabili vennero sostituiti con condensatori fissi, con notevole semplificazione dei ricevitori, ed altri vantaggi conseguenti all'amplificazione a frequenza fissa.

Quando si trattò di dare un nome alla frequenza fissa venne scelto il termine *media frequenza (MF)* o l'equivalente di *frequenza intermedia* (FI) poichè la frequenza fissa si trova tra l'alta frequenza dei segnali radio e la bassa frequenza della modulazione sonora.

Nei primi tempi erano usate due *valvole amplificatrici ad alta frequenza*, veniva quindi lo stadio convertitore anch'esso costituito da due valvole, seguivano due val-

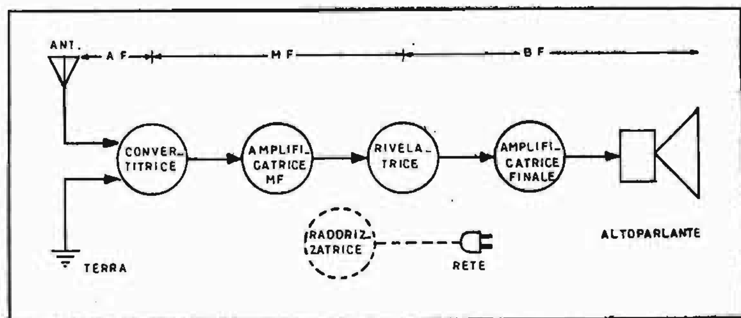


Fig. 4.2. - VALVOLE DI UN NORMALE APPARECCHIO SUPERETERODINA.

vole *amplificatrici* a *media frequenza*, a loro volta seguite dalla valvola rivelatrice e dalle due *amplificatrici* a *bassa frequenza*. In totale le valvole erano nove, alimentate con accumulatore e batteria di pile a secco. In seguito vennero prodotte valvole a più alta amplificazione, mediante le quali fu possibile semplificare gli apparecchi. Anzitutto si eliminò una delle due valvole amplificatrici ad alta frequenza, poi si eliminò anche la seconda. Si giunse al curioso risultato di adoperare il circuito supereterodina senza amplificazione iniziale, ciò poichè l'amplificazione a media frequenza era più che sufficiente. Il cambiamento di frequenza era sempre utile anzitutto perchè si poteva amplificare alla frequenza fissa e poi perchè risultava innocuo il ritorno di segnali amplificati nel circuito d'antenna.

Il perfezionamento continuo delle valvole elettroniche consentì di ottenere il cambiamento di frequenza con una valvola sola, la *convertitrice di frequenza*, e infine consentì di ottenere una sufficiente amplificazione con una sola *valvola a media frequenza*. Si giunse così agli apparecchi moderni costituiti da quattro valvole, fig. 4.2, la convertitrice, l'amplificatrice a media frequenza, la rivelatrice e la finale. Vi è in più una quinta valvola, la *raddrizzatrice*, impiegata per l'alimentazione degli apparecchi direttamente dalla rete-luce.

Principio della conversione di frequenza.

Gli attuali apparecchi radio sono *supereterodine* poichè provvedono al cambiamento della frequenza dei segnali radio presenti alla loro entrata.

Il cambiamento di frequenza si basa sul principio fisico generale per il quale dalla composizione di due vibrazioni aventi frequenza diversa si ottengono altre vibrazioni, dette *battimenti*, corrispondenti alla loro somma algebrica. Se si tratta di due vibrazioni alla stessa frequenza e in fase tra di loro si ottiene la somma delle ampiezze, ossia un'unica vibrazione ad ampiezza maggiore. Ma se le due vibrazioni hanno frequenza diversa vengono necessariamente a trovarsi a volte in

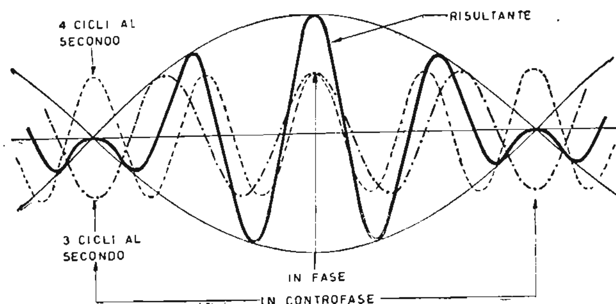


Fig. 4.3. - **PRINCIPIO DELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA**. Le due curve tratteggiate, della stessa ampiezza e di diversa frequenza, indicano due segnali sovrapposti. Dalla somma delle due curve tratteggiate risulta la curva piena, la cui ampiezza varia.

fase, e allora le loro ampiezze si sommano, ed a volte in controfase, ed allora le loro ampiezze si sottraggono. Vi è una somma e una differenza che si ripetono ritmicamente, ossia l'ampiezza varia ritmicamente. È questa variazione ritmica di ampiezza che costituisce la nuova frequenza.

Ciò vale per le vibrazioni in genere, per quelle meccaniche come per le onde sull'acqua, per i suoni come per le correnti alternate. La stessa modulazione delle onde radio (pag. 39) consiste nella sovrapposizione di due frequenze diverse.

Per constatare come ciò avvenga basta disegnare su un foglio di carta due sinusoidi, una corrispondente alla frequenza 4 e, sopra di essa, l'altra alla frequenza 3, come in fig. 4.3. Al centro della figura le due sinusoidi sono fatte coincidere, sono cioè in fase, per cui le loro ampiezze si sommano. A destra e a sinistra non sono più in fase, e ai due estremi della figura sono in opposizione di fase, sono in controfase, ossia le loro ampiezze sono opposte, alla semionda positiva di una sinusoide si oppone la semionda negativa dell'altra. Si ottiene in tal modo una sottrazione, la semionda positiva meno la semionda negativa, e poichè le due ampiezze sono eguali, ne risulta zero. Se si tien conto della variazione di ampiezza della sinusoide risultante si può notare che la sua frequenza è di 1 ciclo al secondo. Si

ricordi quanto avviene per i segnali radio modulati, i quali devono venir rettificati affinchè da essi si ottenga la frequenza di modulazione, il suono. Anche in questo caso per ottenere la sola frequenza di 1 ciclo al secondo occorre provvedere alla rettificazione della sinusoide risultante, con un rivelatore qualsiasi. A ciò provvede la stessa valvola convertitrice, per cui un tempo si chiamava *prima rivelatrice*. Dalla rettificazione della risultante di fig. 4.3 si ottiene la frequenza di 1 ciclo al secondo di fig. 4.4. Essa è costituita da 3 sole semionde, ma nel caso di radiofrequenze tali semionde sono centinaia di migliaia e si comportano come un'unica corrente. (Si veda la fig. 2.19 sul funzionamento del rivelatore a cristallo).

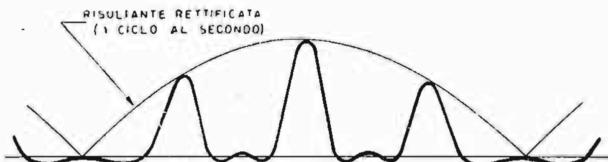


Fig. 4.4. - PRINCIPIO DELLA CONVERSIONE DI FREQUENZA. Dalla rettificazione della curva risultante della figura precedente si ottiene una nuova frequenza di conversione (media frequenza) pari alla differenza tra le due frequenze sovrapposte.

Ma un apparecchio radio moderno, per onde medie, corte e cortissime deve ricevere moltissime emittenti, da quella a 500 chilocicli sino a quella a 25 000 chilocicli. Sembra debba essere difficilissimo ottenere il cambiamento di frequenza di tutte queste frequenze in un'unica frequenza fissa, per es. quella di 100 chilocicli. In realtà questa difficoltà non esiste. Nel caso di fig. 4.3, la frequenza 3 simboleggia la frequenza dei segnali radio in arrivo, e la frequenza 1 quella fissa. Se invece della frequenza 3 fosse presente la frequenza 7, basterebbe che invece della frequenza 4 vi fosse la frequenza 8. Così se si volesse cambiare la frequenza di 10 000 cicli secondo in quella di 1 ciclo al secondo basterebbe sovrapporla con altra di 10 001 cicli al secondo. Per cambiare la frequenza di 500 kc in quella di 100 kc basta sovrapporla con la frequenza di 600 kc, e per cambiare quella di 25 000 kc nella stessa di 100 kc basta sovrapporla con quella di 25 100 kc. S'intende che, come detto, le due frequenze vanno prima sovrapposte e poi rettificate, cosa questa alla quale provvede automaticamente la valvola convertitrice.

PRINCIPIO DELLA SUPERETERODINA. — Il cambiamento di frequenza dei segnali AF in arrivo si ottiene approfittando del principio fisico indicato. La prima parte degli apparecchi attuali è costituita dallo *stadio convertitore di frequenza*, fig. 4.5 costituito da due parti distinte: l'*oscillatore* che produce la *corrente oscillante locale*, e il *mescolatore* nel quale la corrente oscillante in arrivo (segnali AF) viene sovrapposta a quella fissa e costante, presente all'uscita del mescolatore.

Mentre un tempo erano in uso frequenze fisse, ossia *medie frequenze*, molto basse, di 100 kc, 125 o 175 kc, sono ora in uso medie frequenze comprese tra 450

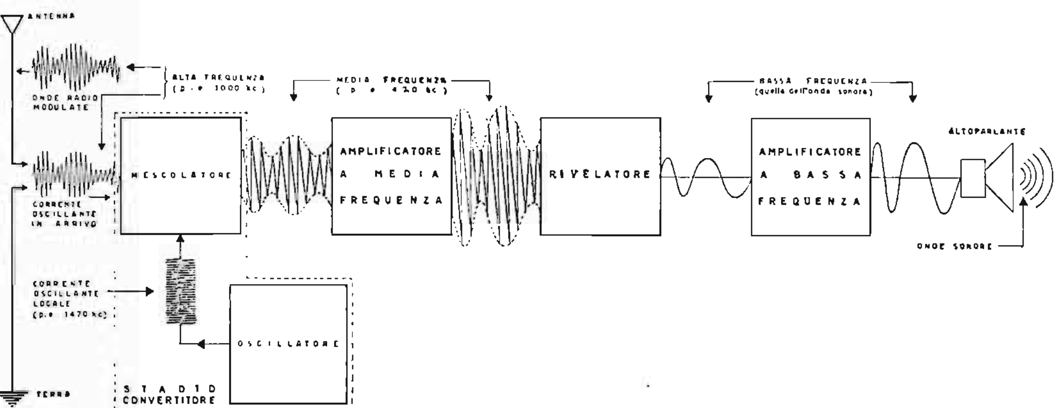


Fig. 4.5. - PRINCIPIO DELL'APPARECCHIO A CONVERSIONE DI FREQUENZA (SUPERETERODINA). È stato ideato allo scopo di rendere innocua la retrocessione nel circuito d'antenna dei segnali già amplificati. La frequenza di questi segnali è diversa da quella dei segnali in arrivo. È come se provenissero da una emittente fuori gamma, non ricevibile. La supereterodina completa l'azione dei pentodi e degli schermi metallici.

e 475 chilocicli, ciò perchè le medie frequenze determinano un inconveniente particolare, detto *interferenza d'immagine*, del quale sarà detto più avanti.

Nell'esempio di fig. 4,5 si suppone che la frequenza delle onde radio captate dall'antenna sia di 1000 chilocicli, e che questa frequenza venga cambiata in quella di 470 chilocicli. Affinchè ciò avvenga l'oscillatore produce una corrente oscillante locale di 1470 chilocicli (ossia 1000 + 470 chilocicli). Dalla sovrapposizione di queste due frequenze, quella di 1000 e quella di 1470 chilocicli, si ottiene una corrente oscillante a 470 chilocicli, presente all'uscita del mescolatore. Mentre all'entrata del mescolatore, ossia dello stadio convertitore, sono presenti segnali AF alla

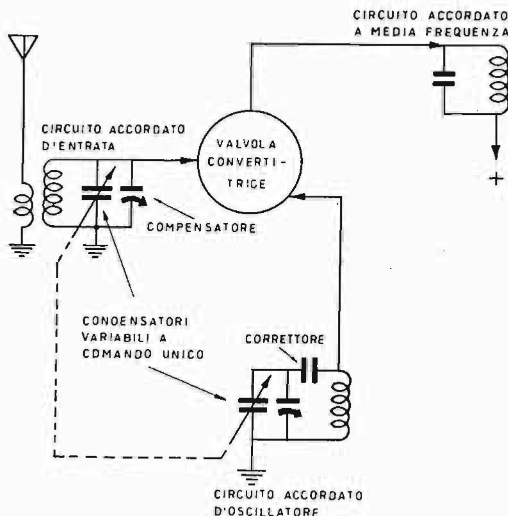


Fig. 4.6. - La valvola convertitrice cambia la frequenza dei segnali in arrivo poichè si comporta da amplificatrice, oscillatrice e rivelatrice. Ad essa fanno capo tre circuiti accordati, due a frequenza variabile ed uno a frequenza fissa (media frequenza).

frequenza di 1000 chilocicli, alla uscita dello stadio convertitore sono presenti gli stessi segnali ma alla nuova frequenza di 470 chilocicli.

Se l'apparecchio viene accordato su un'altra emittente, per es. a 1300 chilocicli, anche questa frequenza viene cambiata in quella di 470 chilocicli, poichè in tal caso l'oscillatore produce una corrente oscillante alla frequenza di 1770 chilocicli (ossia 1300 + 470). Così per qualsiasi altra frequenza dei segnali AF in arrivo, e per tutte le gamme di ricezione.

In modo semplice si ottiene che la frequenza della corrente oscillante locale sia sempre superiore a quella dei segnali AF in arrivo del valore della media fre-

quenza, per es. di 470 chilocicli. Vi sono due circuiti accordati, ciascuno provvisto del proprio condensatore variabile, fig. 4.6. Uno di essi appartiene al mescolatore, e si trova tra l'antenna e la valvola convertitrice di frequenza. Vien detto *circuito accordato d'entrata.* L'altro appartiene all'oscillatore e vien detto *circuito accordato d'oscillatore.* Il circuito accordato d'entrata è identico a quello degli apparecchi ad amplificazione diretta (pag. 66) e degli apparecchi a reazione (pag. 63).

Il circuito accordato d'oscillatore è simile ad esso, con la differenza che la sua bobina ha un'induttanza minore, ossia alcune spire in meno, dato che deve essere accordato ad una frequenza superiore. I due condensatori variabili, quello del cir-

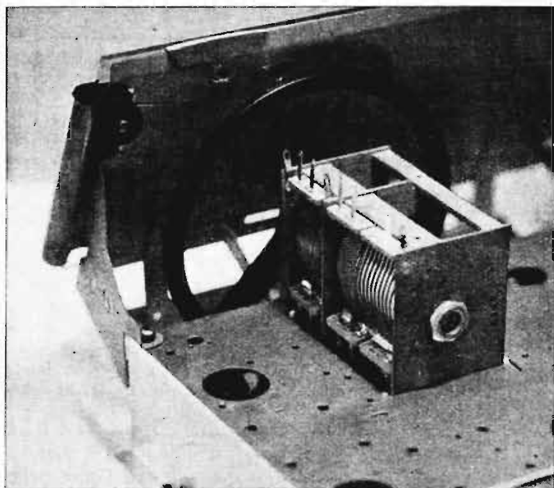


Fig. 4.7. - I due condensatori variabili, quello d'entrata e quello d'oscillatore, sono comandati insieme. È perciò che tutti i segnali in arrivo, qualunque sia la loro frequenza, vengono cambiati in segnali alla stessa frequenza fissa (media frequenza).

cuito d'entrata e quello del circuito d'oscillatore, sono identici, montati sullo stesso asse, e comandati dalla stessa manopola di sintonia, come in fig. 4.7. Appunto perchè comandati dalla stessa manopola, essi si spostano insieme, nello stesso modo, per cui la frequenza del circuito accordato d'oscillatore ha una frequenza che è sempre egualmente superiore a quella del circuito d'entrata.

Poichè i due condensatori variabili sono di capacità identica, e dato che quello d'oscillatore dovrebbe avere invece una capacità minore, data la frequenza superiore, si provvede a diminuire la capacità del condensatore variabile d'oscillatore mediante un condensatore fisso posto in serie, detto *correttore* o *padding.* È indicato dalla fig. 4.6.

COME SI PRODUCE LA CORRENTE OSCILLANTE PER IL CAMBIAMENTO DI FREQUENZA. — Qualsiasi valvola in reazione può venir usata per produrre la corrente oscillante locale necessaria per il cambiamento di frequenza dei segnali AF in arrivo. Delle valvole in reazione è stato detto a pag. 63. Il loro circuito di placca è variamente accoppiato a quello di griglia, fig. 4.8 e in tal modo il segnale già amplificato una prima volta ritornando all'entrata della valvola viene amplificato ancora, ciò che consente di ottenere amplificazioni notevoli con una sola valvola. Se l'accoppiamento tra circuito di placca e circuito di griglia è eccessivo, allora la valvola da ricevente diventa trasmittente, si innesca ed entra in oscillazione, con uno scambio continuo di energia da un circuito all'altro. Se, ad es., si sta ricevendo una stazione a 1000 chilocicli con un apparecchietto ad una valvola in reazione, e se si aumenta troppo la reazione, la valvola da amplificatrice diventa oscillatrice, produce una corrente oscillante anch'essa a 1000 chilocicli, corrente che giunge all'antenna, dalla quale si diffondono onde radio di 300 metri, con notevole disturbo per gli apparecchi vicini accordati sulla stessa stazione, ossia sulla stessa frequenza.

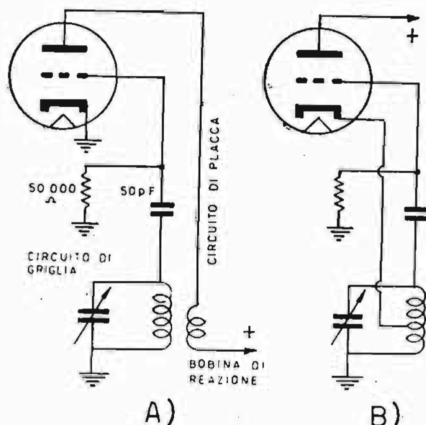


Fig. 4.8. - ESEMPI DI CIRCUITI D'OSCILLATORE. Una parte della valvola convertitrice si comporta come un triodo oscillatore, ossia come un triodo in reazione. Tra i molti sistemi di reazione, i due indicati sono tra i più usati.

Se, mentre la valvola oscilla, si varia la sintonia dell'apparecchietto, varia pure la frequenza della corrente oscillante prodotta. Essa dipende dalla posizione del condensatore variabile, e se l'apparecchio può ricevere stazioni comprese tra 500 e 1500 chilocicli, può anche produrre correnti oscillanti la cui frequenza è compresa tra 500 e 1500 chilocicli.

Le valvole oscillatrici sono sempre dei triodi. In A) di fig. 4.8 è indicato un esempio classico di valvola oscillatrice, con il circuito di placca accoppiato induttivamente a quello di griglia mediante una *bobina di reazione*. Il grado di accoppiamento dipende dal numero di spire della bobina di reazione e dalla sua posizione rispetto a quella di sintonia. Negli apparecchi attuali, specie in quelli di tipo economico, è usata la disposizione B) della stessa figura, la quale consente di fare a meno della bobina di reazione, con economia sul costo di produzione. La bobina di sintonia ha una presa alla quale è collegato il catodo della valvola. In tal modo la bobina funziona da autotrasformatore. L'intera corrente catodica, che è la corrente complessiva presente nella valvola, va a massa percorrendo alcune spire della bobina di sintonia. Queste spire agiscono anche da bobina di reazione, e la valvola oscilla egualmente. Come già detto, negli apparecchi attuali la stessa valvola convertitrice di frequenza provvede anche a produrre la corrente oscillante necessaria per il cambiamento di frequenza, con una parte dei suoi elettrodi. Il principio è quello accennato.

PRINCIPIO DELLA VALVOLA CONVERTITRICE DI FREQUENZA. — La corrente elettronica presente nelle valvole oscillatrici è oscillante. Tra la griglia e la placca della valvola oscillatrice indicata in B) di fig. 4.8 vi è corrente elettronica oscillante.

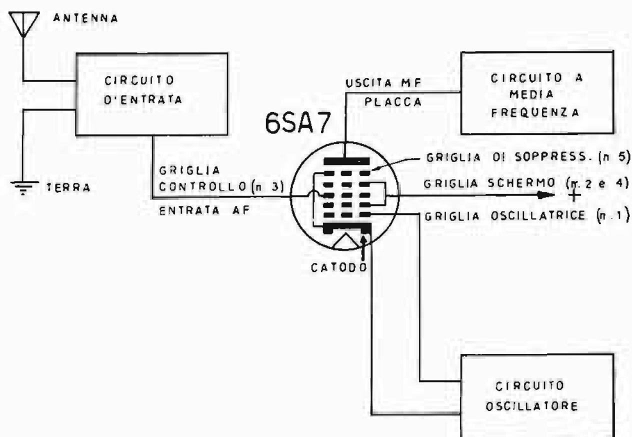


Fig. 4.9. - VALVOLA CONVERTITRICE A CINQUE GRIGLIE (PENTAGRIGLIA). È adatta per il circuito B di fig. 4.8.

Nelle valvole amplificatrici la corrente elettronica è invece continua, e basterebbe che questa corrente elettronica fosse oscillante anzichè continua, per ottenere il cambiamento di frequenza dei segnali AF da essi amplificati. Se la loro corrente

elettronica fosse oscillante, le valvole amplificatrici provvederebbero contemporaneamente tanto ad amplificare i segnali AF presenti alla loro entrata quanto a cambiarne la frequenza.

Ma poichè tra la griglia e la placca della valvola oscillatrice in B) di fig. 4.8 è presente una corrente oscillante, basta collocare appunto tra questa griglia e questa placca gli elettrodi di una valvola amplificatrice, per es. un pentodo. La placca rimane in comune, per il triodo oscillatore e per il pentodo amplificatore, e si ottiene una valvola a cinque griglie, una *pentagriglia*, come quella delle figure 4.9 e 4.10.

La griglia 1 è l'oscillatrice, quella del triodo in B) di fig. 4.9, la griglia 2 è una griglia schermo, per dividere l'oscillatrice dalla amplificatrice, la griglia 3 è

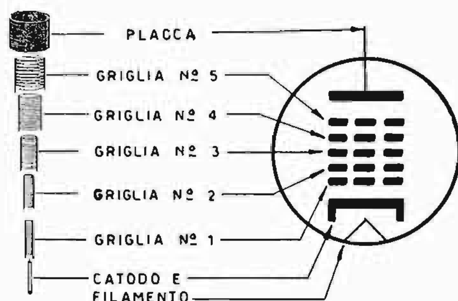


Fig. 4.10. - ELETTRODI DI VALVOLA CONVERTITRICE PENTAGRIGLIA.

la griglia d'entrata (griglia controllo) del pentodo amplificatore, la griglia 4 è lo schermo dello stesso pentodo, e la griglia 5 è il soppressore dello stesso pentodo. La placca, come detto, è in comune. Si ottiene in tal modo un pentodo amplificatore la cui corrente elettronica oscilla, e poichè la corrente elettronica oscilla, il pentodo amplifica e cambia contemporaneamente la frequenza dei segnali che amplifica. All'uscita del pentodo sono presenti i segnali AF giunti alla sua entrata, amplificati ed a frequenza diversa. Questa è dunque una valvola che oscilla, amplifica e converte la frequenza. È detta *convertitrice di frequenza*.

I circuiti che fanno capo alla convertitrice di frequenza sono quelli già indicati in fig. 4.6 e riportati di nuovo in fig. 4.11. I *circuiti accordati a frequenza variabile*, ossia provvisti di condensatore variabile, sono due, quello d'entrata collegato alla griglia 3 e quello d'oscillatore collegato alla griglia 1. Come già detto, il circuito accordato d'oscillatore si trova sempre ad una frequenza superiore a quello d'entrata, per il fatto che la sua bobina ha una minore induttanza e anche perchè un condensatore fisso, il *correttore*, diminuisce la capacità del condensatore variabile. I due condensatori variabili sono eguali e posti uno di seguito all'al-

tro, in modo da formare un unico variabile a due sezioni, mosse dalla manopola di sintonia dell'apparecchio, fig. 4.7.

In fig. 4.12 è indicato un altro esempio di valvola convertitrice, usata per un decennio circa, con la parte oscillatrice provvista di bobina di reazione. Per produrre la corrente oscillante sono usate due griglie, la seconda delle quali agisce da placca del triodo oscillatore di A) in fig. 4.8. Tale placca è forata, e la corrente

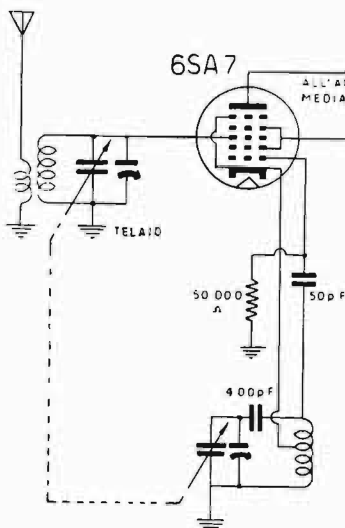


Fig. 4.11. - VALVOLA E CIRCUITI DI CONVERSIONE DI FREQUENZA. Il circuito d'oscillatore è il B) di fig. 4.8.

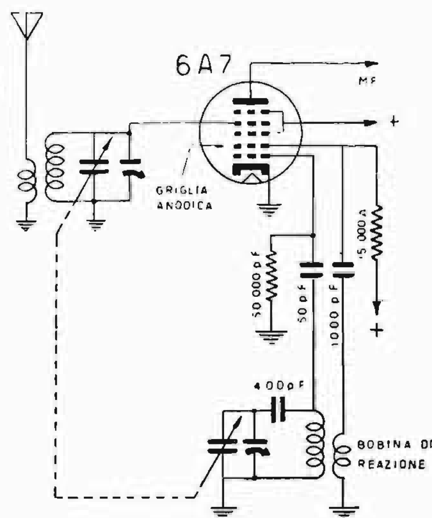


Fig. 4.12. - VALVOLA E CIRCUITI DI CONVERSIONE DI FREQUENZA. Il circuito d'oscillatore è l'A) di fig. 4.8. In questo caso la seconda griglia agisce da placca del triodo oscillatore.

elettrica oscillante attraversa la parte restante della valvola, che però non è un pentodo, in quanto manca la griglia di soppressione, la 5 di fig. 4.9.

La fig. 4.13 illustra un altro esempio di valvola convertitrice, in cui le due parti della valvola sono distinte. La tensione oscillante prodotta dal triodo oscillatore è trasferita alla parte amplificatrice della valvola mediante una apposita griglia, la terza, detta *griglia d'iniezione* o *griglia mescolatrice*. Mentre in fig. 4.9 la corrente oscillante giunge nella parte amplificatrice della valvola, in fig. 4.10 avviene l'inverso, prima la corrente elettronica viene modulata dai segnali AF in arrivo, e poi viene resa oscillante. Il risultato non cambia.

In A) di fig. 4.8 la bobina di reazione è collegata alla tensione anodica; in fig 4.13 essa è invece collegata a massa, ossia al telaio, e ciò per evitare che la corrente anodica scorra attraverso ad essa, fatto questo che richiederebbe un miglior

isolamento. Si preferisce in pratica collocare in serie ad essa un condensatore fisso di 1000 pF o circa, e di far pervenire la tensione anodica alla placca del triodo oscillatore tramite una resistenza di 15.000 ohm o circa.

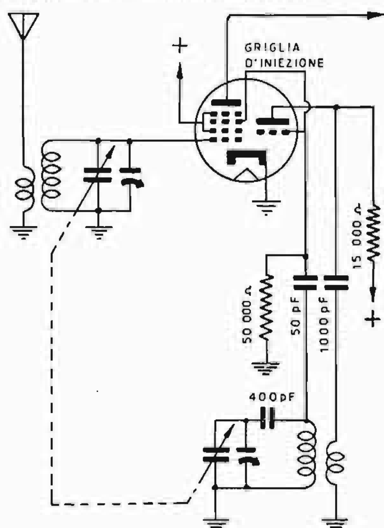


Fig. 4.13. - VALVOLA E CIRCUITI DI CONVERSIONE DI FREQUENZA. La disposizione differisce da quella della figura precedente solo per il fatto che il triodo oscillatore è separato dall'esodo, amplificatore e rivelatore.

Principio dell'amplificazione a media frequenza.

L'amplificazione a media frequenza è ottenuta mediante una valvola amplificatrice preceduta da due circuiti accordati a frequenza fissa, ossia a media frequenza, contenuti entro uno schermo metallico e formanti il *primo trasformatore di media frequenza*, e seguita da altri due circuiti accordati a media frequenza, contenuti entro il proprio schermo metallico e formanti il *secondo trasformatore di media frequenza*, figg. 4.15, 4.16 e 4.17. I quattro circuiti accordati a media frequenza determinano in gran parte la selettività dell'apparecchio ricevente. In tal modo i circuiti accordati sono complessivamente cinque, tenendo conto di quello a frequenza variabile posto tra l'antenna e la valvola convertitrice. Negli apparecchi ad amplificazione diretta usati un tempo erano invece presenti tre circuiti accordati. Sarebbe stato difficile impiegare cinque circuiti accordati poichè ciascuno di essi era provvisto del proprio condensatore variabile. Il fatto che i quattro circuiti accor-

dati a media frequenza siano fissi, ha notevolmente semplificato il problema della selettività.

I quattro circuiti a MF vengono tarati all'atto della messa a punto dell'apparecchio, ossia vengono accordati alla stessa frequenza, compresa tra 450 e 470 chilocicli, che varia da un costruttore a l'altro, ma che potrebbe essere la stessa per tutti come avviene negli Stati Uniti, dove la MF è di 455 chilocicli.

Essa è stata adottata per ovviare al maggiore inconveniente della supereterodina, quello dell'interferenza d'immagine. Consiste nel fatto che una qualsiasi sta-

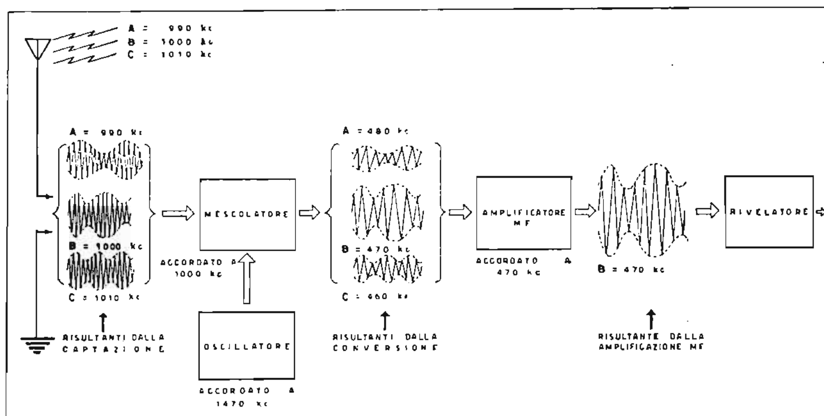


Fig. 4.14. - SELETTIVITÀ E CONVERSIONE DI FREQUENZA. All'entrata l'ampiezza del tre segnali è la stessa. All'uscita della valvola convertitrice, l'ampiezza dei due segnali interferenti (A e C) è ridotta alla metà. All'uscita della valvola amplificatrice a media frequenza, la loro ampiezza è ridotta a zero.

zione emittente, per es. quella a 1000 kc, può essere ricevuta sia quando l'oscillatore è a frequenza maggiore sia quando è a frequenza minore, purchè la differenza sia quella della media frequenza. Se, per es., la MF è di 470 kc, la stazione a 1000 kc si riceve sia quando l'oscillatore è a 1470 kc, ossia $1000 + 470$ kc, sia quando è a 530 kc, poichè in questo caso $1000 - 470 = 530$ kc. La stessa emittente può venir dunque ricevuta su due punti della scala.

Tutti gli apparecchi attuali potrebbero funzionare con la frequenza dell'oscillatore minore di quella del segnale AF in arrivo anzichè, come avviene, con la frequenza maggiore. Si è scelta la frequenza maggiore solo per il fatto che è più facile diminuire la capacità del condensatore variabile e l'induttanza della bobina di quanto non sia aumentare l'una e l'altra, come invece sarebbe stato necessario se fosse stata scelta la frequenza d'oscillatore minore di quella dei segnali AF in arrivo.

Da questo fatto deriva l'inconveniente dell'*interferenza d'immagine*, il quale

era particolarmente accentuato quando era in uso la MF di valore molto basso Un apparecchio la cui MF era di 100 kc, e che fosse sintonizzato su una emittente a 500 kc riceveva contemporaneamente anche l'emittente a 700 kc. Se veniva accordato a 1000 kc, risultava sintonizzato anche a 1200 kc, e così via. In tutti i punti della scala era possibile la ricezione di due emittenti contemporaneamente. Non si trattava di mancanza di selettività, ma di un difetto proprio della supereterodina.

SCELTA DELLA MF. — Affinchè l'inconveniente dell'interferenza d'immagine, o interferenza specchio, non si verifichi è necessario che il valore della MF sia un po' superiore a quello di metà della gamma di ricezione. Se si tratta della gamma onde medie, da 500 a 1600 kc, la cui estensione è di 1100 kc, ossia 1600 — 500, la metà di tale estensione è di 550 kc, quindi la MF degli attuali apparecchi radio dovrebbe

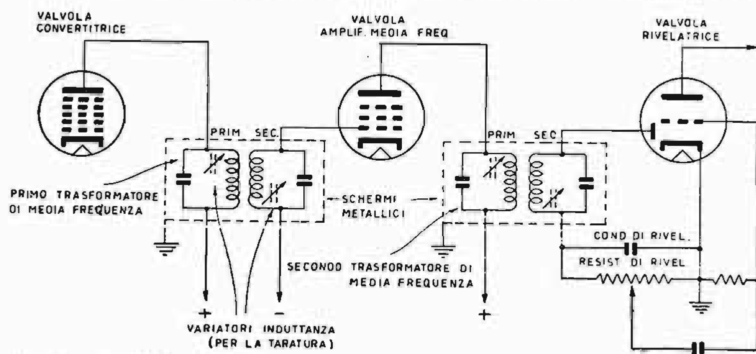


Fig. 4.15. - VALVOLA AMPLIFICATRICE A MEDIA FREQUENZA E SUOI CIRCUITI ACCORDATI A FREQUENZA FISSA.

essere di 580 o 600 kc. Questo sarebbe il valore esatto. Supponendo infatti che la MF sia di 600 kc, se l'apparecchio è accordato a 500 kc esso risulta accordato anche alla frequenza di 1700 kc, ma tale frequenza di 1700 kc è fuori gamma. Non può disturbare.

Ma non si può dare alla MF il valore di 600 kc per il fatto che tale frequenza cade dentro la gamma di ricezione. Infatti quando l'apparecchio venisse accordato sulla emittente di 600 kc, non vi sarebbe nessun cambiamento di frequenza, e si ricadrebbe, almeno per questa parte della scala, nell'inconveniente della instabilità di funzionamento dovuto alla retrocessione dei segnali AF già amplificati, per evitare il quale, come detto, è stato ideato il circuito supereterodina.

Poichè la gamma di ricezione onde medie va da 500 a 1600 kc, non restava altro da fare che scegliere una MF di poco inferiore a 500 kc, ossia appunto 460 o 465 o 470 kc. Con tali MF, l'interferenza d'immagine si manifesta solo per un pic-

colo tratto della scala. Se, per es., la MF è di 470 kc, l'apparecchio può ricevere contemporaneamente le due stazioni di 500 kc e di 1440 kc. Il tratto della gamma di ricezione che risulta disturbato si calcola facilmente, basta togliere il doppio della MF, ossia 940 kc, dalla frequenza più alta della gamma, che è di 1600 kc. Risulta: 1600 — 940 = 660 chilocicli. Con la MF di 470 kc il tratto disturbato va dunque da 500 a 660 chilocicli.

Con la MF di 350 kc l'inconveniente è ancora più grave, poichè il tratto disturbato è estesissimo, va da 500 kc a 900 kc, ossia 1600 — 700 kc = 900 kc. Se si

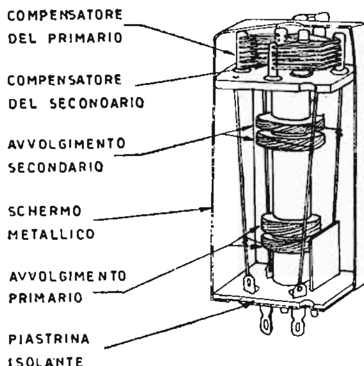


Fig. 4.16. - Esempio di trasformatore di media frequenza. In questo caso i nuclei ferromagnetici sono fissi, e la taratura viene effettuata con compensatori ad aria.

tratta di segnali interferenti deboli, il circuito accordato d'entrata può respingerli, dato che si trovano assai fuori di sintonia, ma se si tratta di una emittente locale, l'unico circuito accordato d'entrata del quale sono provvisti gli attuali apparecchi risulta insufficiente.

STAZIONI INTERFERENTI. — Con la MF di 470 kc, le stazioni che possono interferire sono quelle comprese tra 1440 kc e 1600 kc, ossia 500 + 940 e 660 + 940 chilocicli. Delle emittenti italiane due sole sono comprese in questo tratto di frequenze, tra le meno forti, quella di Messina a 1492 kc e quella di Venezia II pure a 1492 kc. Inconvenienti si possono verificare solo in queste due città.

Con la MF di 350 kc, il tratto della gamma di ricezione che può venir disturbato va da 500 a 900 kc, come detto, per cui le emittenti che possono interferire sono tutte quelle comprese tra 1200 e 1600 kc, ossia 500 + 700 kc e 900 + 700 kc. In questo tratto di frequenza si trovano numerose emittenti italiane oltre le due indicate, e precisamente Ancona 1429 kc, Bari 1348 kc, Bologna I 1303 kc, Genova I

1357 kc, Milano II 1377 kc, Napoli II 1312 kc, Roma II 1258 kc, San Remo 1348 kc, Torino II 1357 kc, Verona 1348 kc e Udine 1222 kc.

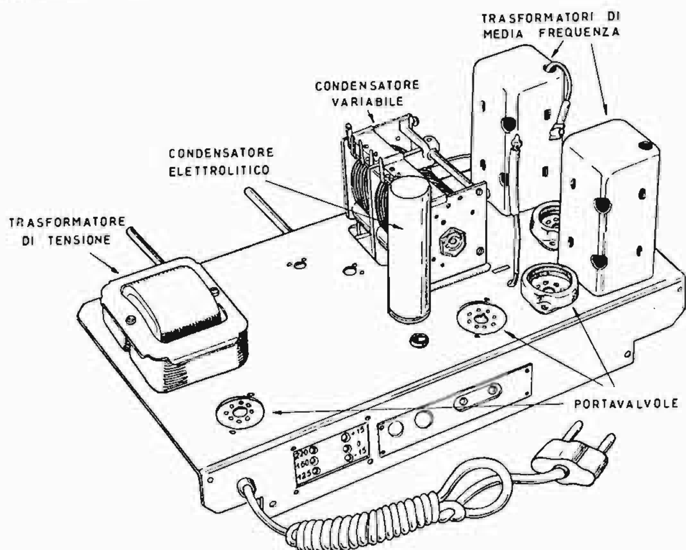
IMMAGINE NELLA GAMMA ONDE CORTE. — La gamma onde corte va, negli apparecchi con una sola gamma OC, da 5 800 a 17 400 kc, per cui la MF dovrebbe essere di 6 000 kc, ossia 6 megacicli. Deve essere infatti un po' superiore alla metà dell'estensione di gamma, la quale è di 17 400 — 5 800 = 11 600 kc. La metà di tale estensione è di 5 800 kc, quindi la MF dovrebbe essere di 6 000 kc. Invece si utilizza quella di 470 kc, con la conseguenza che tutte o quasi le emittenti ad onda corta si sentono in due punti, quello corrispondente alla loro frequenza e l'altro corrispondente a tale frequenza più il doppio della MF. Se l'emittente è a 10 000 kc, e la MF è di 470 kc, essa si risente accordando il ricevitore sia a 10 000 kc che a 10 940 kc. A 10 000 kc si sente l'emittente, a 10 940 si sente l'immagine. È importante tener presente che l'immagine si trova a frequenza più alta, specie durante la messa in passo del ricevitore, poichè è facile scambiare l'immagine per l'emittente.

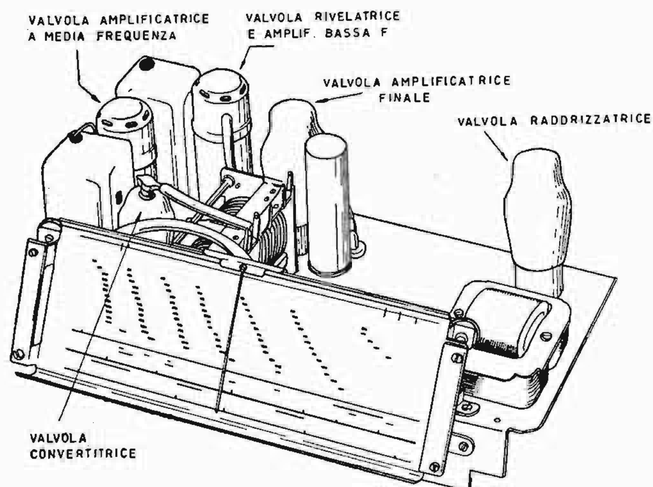
Più alta è la frequenza di ricezione più vicina risulta l'immagine sulla scala parlante, data la maggiore estensione di gamma. Gli apparecchi a molte gamme di ricezione onde corte e cortissime dovrebbero avere due MF, una per le OM e un'altra per le OC e OCS, quest'utima calcolata un po' maggiore della metà di ciascuna estensione di gamma. Poichè tale estensione è di circa 3 000 kc, la MF dovrebbe essere di 1 600 kc, come appunto avviene in alcuni apparecchi per sole OC e OCS.

Gli apparecchi a frequenza modulata (FM) la cui gamma di ricezione va da 88 a 108 megacicli, sono provvisti di MF di 10,7 megacicli, essendo 10 megacicli la metà della estensione della gamma FM.

SELETTIVITA' DELLA MEDIA FREQUENZA. — Il segnale MF da amplificare è modulato, ossia è costituito da una frequenza centrale, per es. quella di 470 kc, accompagnata da due frequenze laterali, da essa distanti del valore della frequenza di modulazione. Se l'apparecchio riproduce un suono di 1000 cicli/secondo, pari a 1 chilociclo, nell'amplificatore a MF è presente la frequenza centrale di 470 kc, accompagnata da una frequenza laterale superiore, di 471 kc, e da una frequenza laterale inferiore, di 469 kc, come detto a pag. 43. Si suol dire che è presente un canale di frequenze, e che la larghezza del canale è, nell'esempio fatto, di 2 chilocicli, il doppio della frequenza di modulazione, di 1 kc. Se la media frequenza fosse accordata in modo da lasciar passare la sola frequenza centrale, di 470 kc, l'apparecchio resterebbe muto. Le frequenze relative a tutte le voci e a tutti i suoni risulterebbero « tagliate fuori ».

È necessario che la selettività della MF non sia eccessiva, poichè in tal caso essa consentirebbe il passaggio solo ad uno stretto canale di frequenza, ossia solo alle frequenze basse di modulazione, con conseguente riproduzione cupa, spoglia delle frequenza elevate, e distorta, poichè mancherebbero le armoniche superiori che deter-





Figg. 4.17 e 4.18. - VALVOLE E COMPONENTI DI APPARECCHIO SUPERETERODINA.

minano la forma d'onda dei suoni e delle voci. Ma non deve neppur essere scarsa, poichè in tal caso pur essendo la riproduzione sonora fedele, vi è pericolo di interferenza da parte delle emittenti vicine. Può avvenire cioè che la MF lasci passare più di un canale, e che sia possibile ricevere due o più emittenti contemporaneamente.

La selettività desiderabile è quella che consente il passaggio e l'amplificazione uniforme di tutte le frequenze di modulazione, e che poi taglia fuori tutte le altre frequenze. La si può indicare graficamente con un rettangolo, come in fig. 4.19.

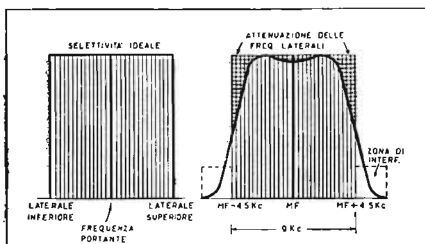


Fig. 4.19. - Selettività ideale, a sinistra, e selettività. pratica, a destra, di amplificatore a media frequenza.

È questa la selettività ideale o teorica. In pratica si ottiene la curva di selettività indicata dalla stessa figura. Le frequenze elevate risultano meno amplificate delle frequenzè basse, inoltre la MF lascia passare anche le frequenze elevate delle emittenti affiancate a quella in ricezione, con conseguente disturbo di interferenza. In pratica non conviene eliminare questo disturbo di interferenza, poichè ciò si potrebbe fare solo rendendo più acuta la curva di selettività, con maggiore attenuazione delle frequenze elevate.

La fig. 4.20 indica quale sia la curva di selettività dei ricevitori ad amplificazione diretta, con un solo circuito accordato tra una valvola amplificatrice e l'altra. Si può notare che la curva è troppo stretta in alto, con conseguente spogliazione assai accentuata delle frequenze elevate di modulazione, e troppo larga alla base, con facile interferenza da parte delle emittenti affiancate. La curva della media frequenza sarebbe questa stessa, con questi due notevoli difetti, se non vi fossero due circuiti accordati, accoppiati tra di loro, tra una valvola e l'altra, come indica la stessa figura. La curva che ne risulta dipende dal grado di accoppiamento dei due circuiti accordati, oltre che da altri fattori. Il grado di accoppiamento dei due circuiti, ossia la distanza esistente tra le bobine e le varie capacità distribuite e parassite, ha notevole importanza nelle medie frequenze.

I due circuiti accordati accoppiati di ciascun trasformatore di MF costituiscono uno dei maggiori vantaggi dei ricevitori supereterodina, poichè in tal modo è raggiunta una maggiore sensibilità ed una migliore selettività, dato che l'amplificazione

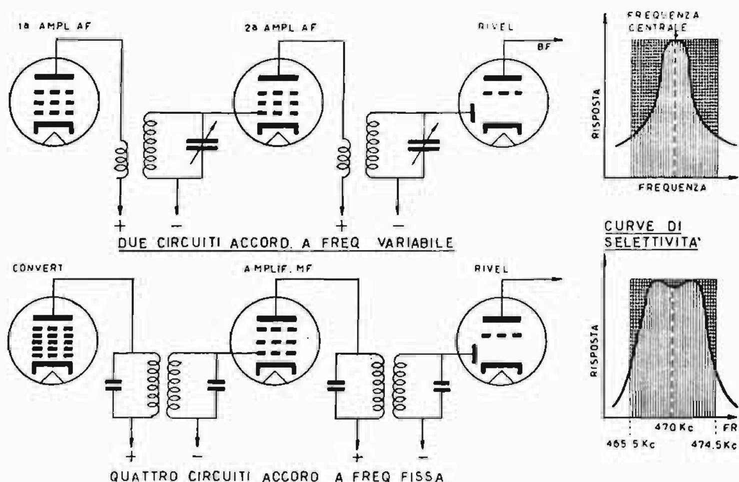


Fig. 4.20. - AMPLIFICAZIONE AF E SELETTIVITÀ. In alto, tre prime valvole di antico apparecchio a risonanza, con due circuiti accordati a condensatore variabile. In basso, tre prime valvole di apparecchio supereterodina, con quattro circuiti accordati a condensatore fisso.

MF e la larghezza del canale a cui la MF consente il passaggio, non dipendono dalla frequenza del segnale in arrivo, come invece avveniva con i ricevitori ad amplificazione diretta. Mentre un tempo per ottenere una più elevata selettività era necessario aumentare anche la spogliazione delle frequenze di modulazione, con conseguente difettosa riproduzione sonora, attualmente è possibile ottenere selettività elevate senza corrispondenti spogliazioni di frequenze di modulazione.

Lo stadio rivelatore e CAV delle supereterodine.

In tutti gli apparecchi normali si provvede alla rivelazione mediante un diodo rivelatore. La rivelazione di griglia è usata per i piccoli apparecchi ad onde corte, e quella di placca in qualche raro apparecchio ad amplificazione diretta, come quello descritto a pag. 83.

Negli apparecchi attuali vi è perciò una valvola che contiene il diodo rivelatore; raramente si tratta di valvola con un solo diodo, quasi sempre si tratta di un triodo o di un pentodo che contiene anche il diodo. Nella maggioranza degli apparecchi la valvola rivelatrice è costituita da un triodo, come in fig. 4.21, con due diodi. Nella figura i due diodi sono collegati insieme, ed agiscono come uno solo, mentre il triodo provvede all'amplificazione di tensione dei segnali BF ottenuti dalla rivelazione.

Il principio del diodo rivelatore è semplicissimo ed è stato già illustrato nel

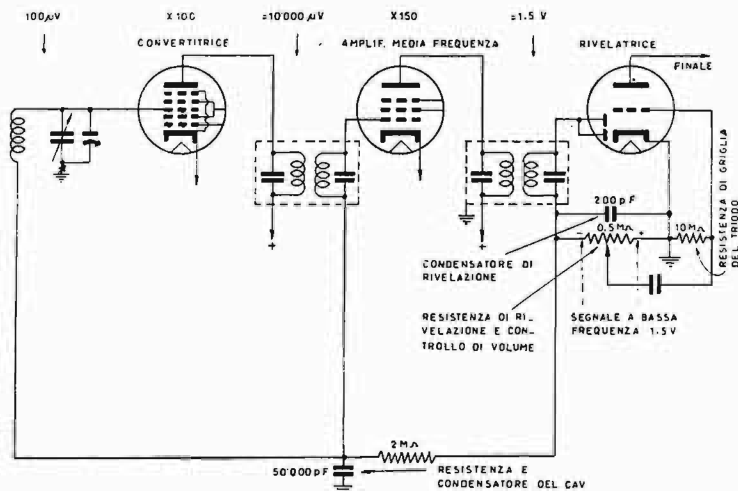


Fig. 4.21. - CIRCUITI DI RIVELAZIONE E CAV. È fatto l'esempio di segnale in arrivo di 100 microvolt; amplificato 100 volte dalla valvola convertitrice e 150 volte dalla amplificatrice media frequenza raggiunge l'ampiezza di 1 500 000 microvolt, ossia 1,5 V all'uscita del rivelatore.

secondo e terzo capitolo. Per effetto della unidirezionalità della corrente elettronica, il diodo funziona solo per le semionde positive dei segnali a media frequenza amplificati, i quali risultano in tal modo rettificati. I segnali MF rettificati corrispondono a segnali BF, per cui ai capi della *resistenza di rivelazione* è presente la tensione corrispondente ai segnali BF. In fig. 4.21 tale resistenza agisce anche da *controllo di volume*. Un cursore scorre sulla resistenza ed a seconda della posizione in cui si trova preleva una parte o tutta la tensione disponibile e la presenta alla griglia del triodo amplificatore BF.

Se, per es., all'entrata dell'apparecchio è presente un segnale di 10 microvolt, dovuto ad una lontana emittente, esso può venir amplificato 100 volte dalla valvola convertitrice, e 150 volte da quella amplificatrice MF, con il risultato che al diodo rivelatore la sua ampiezza è di 0,15 volt, ossia essendo l'amplificazione totale 100 × 150 = 15 000 volte, risulta che 10 microvolt × 15 000 = 150 000 microvolt = 0,15 volt. Se si tratta invece di una emittente più forte, il segnale potrà essere, per es., di 100 microvolt, ed in tal caso il segnale presente al diodo rivelatore sarà di 1,5 volt.

Ai capi della resistenza di rivelazione, la tensione è negativa dal lato del diodo e positiva dal lato del catodo, come avviene anche per la rettificazione della tensione alternata della rete-luce (v. a pag. 81 la fig. 3.24).

Una emittente forte produce all'ingresso dell'apparecchio segnali forti, per es.

di 1000 μV, e la emittente locale può produrre segnali fortissimi, per es. di 10 000 μV. Se l'amplificazione è di 15 000 volte, il segnale di 10 000 μV risulta di 150 000 000 di microvolt al diodo rivelatore, ossia addirittura di 150 volt. Ciò non deve avvenire poichè il triodo amplificatore non può amplificare segnali di ampiezza superiore ai 3 volt, o circa, a seconda della valvola. Se l'ampiezza del segnale è maggiore viene superata la tensione negativa di griglia del triodo stesso, con fortissima distorsione.

Il problema è dunque questo: amplificare al massimo i segnali deboli e al minimo i segnali forti, amplificare ad es. 15 000 volte i segnali delle emittenti lontane ed amplificare 300 volte i segnali della emittente locale, infatti se la tensione massima non deve superare i 3 volt si ottiene: 3 : 0,01 V = 300.

(Le indicazioni numeriche s'intendono solo a titolo di esempio. L'amplificazione massima dipende da molti fattori e sarà esaminata nel capitolo nono; così pure non si può stabilire con tanta semplicità l'amplificazione minima, comunque ciò serva a dare una prima idea generica).

VALVOLE AD AMPLIFICAZIONE VARIABILE. — Le valvole usate per la conversione di frequenza e quelle per l'amplificazione a media frequenza sono tutte ad *amplificazione variabile* e sono dette a *coefficiente variabile d'amplificazione* o a *pendenza variabile* o a *mu variabile*, dato che il coefficiente d'amplificazione viene indicato con μ (mu). I termini sono equivalenti. Queste valvole funzionano con ampie variazioni della tensione negativa di griglia; più alta è tale tensione minore è la loro amplificazione. Ad es. l'amplificatrice MF 6K7 G amplifica, in media, 132 volte il segnale all'entrata quando la sua tensione negativa di griglia è di — 3 V. Se tale tensione di griglia viene aumentata a — 6 V, l'amplificazione scende a 45 volte; e se viene aumentata a — 12 V l'amplificazione scende a 15 volte. La tensione negativa massima è di — 42,5 V (con tensione di placca 250 V e 100 V di schermo) e ad essa corrisponde l'amplificazione di circa 0,2 volte.

Le *valvole ad amplificazione fissa* (mu fisso) sono adoperate per l'amplificazione a bassa frequenza, la quale non viene variata, ed è eguale per tutti i segnali, qualunque sia la loro ampiezza. Valvole AF a mu fisso vengono adoperate per la rivelazione di placca o di griglia, alle quali è stato già accennato. Una valvola AF a mu fisso, simile alla 6K7 G è la 6J7 G. Essa sopporta solo piccole variazioni della tensione di griglia, in genere da — 3 a — 6 V.

IL CONTROLLO AUTOMATICO DI VOLUME (CAV). — Poichè, come si è visto, per variare l'amplificazione delle valvole AF basta variare la tensione negativa di griglia, un tempo gli apparecchi erano provvisti di una resistenza variabile (*potenziometro regolatore di sensibilità*) comandata da una manopolina esterna. Con essa si variava la tensione di griglia delle valvole AF a seconda dell'ampiezza dei segnali in arrivo.

Negli apparecchi attuali, l'amplificazione da parte delle valvole amplificatrici AF (quella di conversione e quella di MF) *varia automaticamente* al variare del

segnale in arrivo. Si è ottenuto questo importantissimo risultato in modo estremamente semplice, collegando le griglie controllo delle valvole amplificatrici al lato negativo della resistenza di rivelazione, come indica la fig. 4.21. Ai capi di questa resistenza la tensione è proporzionata all'ampiezza del segnale in arrivo. Se il segnale è forte, la tensione è forte, e poichè essa risulta applicata alle griglie delle valvole amplificatrici, essa stessa riduce la loro amplificazione.

Se si tratta di segnale debole, per es. quello di 10 μV, la tensione negativa che esso produce è assai debole, di — 0,15 volt, come si è visto, quindi l'amplificazione diminuisce di molto poco. Se invece si tratta del segnale di 100 μV, esso determina una tensione negativa di — 1,5 volt, con conseguente notevole diminuzione dell'amplificazione delle valvole. Se, infine, è presente un segnale assai forte, è pure presente una tensione negativa assai forte, tale da bloccare le due valvole, portando a zero l'amplificazione, ma con l'amplificazione a zero va a zero anche la tensione negativa, e l'amplificazione riprende, stabilendosi automaticamente su un livello di stabilità.

Per il semplice fatto di aver collegato le griglie controllo delle due prime valvole al lato negativo della resistenza di rivelazione (fig. 4.21) si è ottenuta l'*amplificazione variabile automatica* delle due valvole stesse, ossia si è ottenuto il *controllo automatico di volume* o CAV.

Poichè i segnali provenienti da una data emittente, specie se lontana, non mantengono invariata la loro ampiezza, ma per effetto di fenomeni complessi, relativi alla propagazione delle onde radio, subiscono notevoli variazioni, un tempo, quando il CAV non era ancora in uso, le ricezioni subivano continui affievolimenti. Sembrava che l'emittente si avvicinasse e si allontanasse. Gli affievolimenti avvengono ancora, come ben s'intende, ma il CAV provvede a compensare queste evanescenze; non appena l'ampiezza del segnale diminuisce, l'amplificazione da parte delle valvole aumenta, appunto perchè è diminuita la tensione negativa, con il risultato che le evanescenze non si avvertono più, almeno entro certi limiti.

Va notato un inconveniente piuttosto grave, quello della riduzione dell'amplificazione anche per i segnali molto deboli. Se, come nell'esempio fatto, si tratta di un'emittente lontana i cui segnali siano di appena 10 μV, l'amplificazione dovrebbe essere massima per essa e non vi dovrebbe essere alcuna riduzione di amplificazione. È ciò che si ottiene utilizzando uno dei diodi per la sola rivelazione e l'altro diodo per il CAV. Esso viene collegato al primario del secondo trasformatore MF tramite un condensatore di 50 pF o di 100 pF come si può notare in molti schemi. In tal modo si può applicare una tensione al diodo CAV, in modo che esso non funzioni se il segnale non ha raggiunto una sufficiente ampiezza. È detta *tensione di ritardo*.

Poichè la variazione di amplificazione da parte delle valvole non è rettilinea, ed in seguito alla presenza o meno della tensione di ritardo, si ottiene una riduzione automatica dell'amplificazione che viene indicata con una curva, detta *curva* CAV, di cui un esempio pratico è dato dalla fig. 4.28 a pag. 128. Di tale curva CAV sarà detto ampiamente nel capitolo nono.

Esempi di semplici supereterodine a 5 valvole.

Attualmente tutte le piccole supereterodine sia di produzione nazionale sia di produzione americana si assomigliano molto poichè hanno in comune lo stesso schema basilare, che è quello riportato dalla fig. 4.22. Esso non richiede nessun particolare chiarimento poichè le varie parti che lo compongono sono state descritte nelle pagine precedenti. Lo stadio convertitore di frequenza è quello di fig. 4.11, lo stadio amplificatore di MF è quello di fig 4.15, infine lo stadio rivelatore e CAV è quello di fig. 4.21. Per la bassa frequenza non è necessaria alcuna descrizione dato che si tratta di una valvola finale accoppiata a resistenza-capacità alla precedente e con un trasformatore d'uscita all'altoparlante a magnete permanente.

Le cinque valvole sono del tipo GT, a 0,15 A di accensione, ed hanno i filamenti in serie, in modo da poter essere direttamente alimentati dalla tensione della rete-luce, e fare così a meno del trasformatore di tensione che risulterebbe poco adatto, essendo ingombrante e costoso, per piccole supereterodine.

ALIMENTAZIONE. — Con la valvola finale 50L6 GT la tensione d'accensione complessiva è di 122,8 volt, e praticamente di 123 volt.. È necessaria una resistenza per la dissipazione della differenza di tensione tra quella di accensione, di 123 volt, e quella della rete-luce. Va posta in serie ai filamenti ed è indicata con R nello schema. Va calcolata con la legge di Ohm, R = V/I, nel modo già indicato nel capitolo terzo. È bene stabilire un valore un po' più elevato di quello che risulta dal calcolo, per compensare gli sbalzi di tensione. La dissipazione del resistore va calcolata con la solita formula watt = V × I, e anch'essa va proporzionata con abbondanza allo scopo di evitare che abbia a riscaldarsi troppo.

La resistenza di caduta R risulta la seguente per le quattro principali tensioni della rete-luce:

Rete-luce a 125 V	R = 20 ohm e 2 watt
Rete-luce a 145 V	R = 150 ohm e 5 watt
Rete-luce a 160 V	R = 250 ohm e 8 watt
Rete-luce a 220 V	R = 680 ohm e 14 watt

Poichè le resistenze di 8 e di 14 watt risultano costose, può convenire adoperare per le reti-luce a 160 e a 220 volt un autotrasformatore costituito da un avvolgimento solo, il primario, con prese a 12,6 V, a 35 V e a 50 V. I tre filamenti a 12,6 V vanno collegati in parallelo. Esistono in commercio autotrasformatori di questo tipo, adatti per ricambi in apparecchi analoghi. Diversamente si può adoperare un trasformatore di accensione, con un secondario a 6,3 V e adoperare le corrispondenti valvole a 6,3 volt. Come si colleghino questi trasformatori è stato detto nel capitolo terzo (v. figg. 3.24 e 3.25), ed un esempio è quello di fig. 4.26. Per la rete-luce a 110 V va adoperata la finale 35L6 GT, realizzata a tale scopo. La tensione d'accensione risulta in tal caso di 107,8 V.

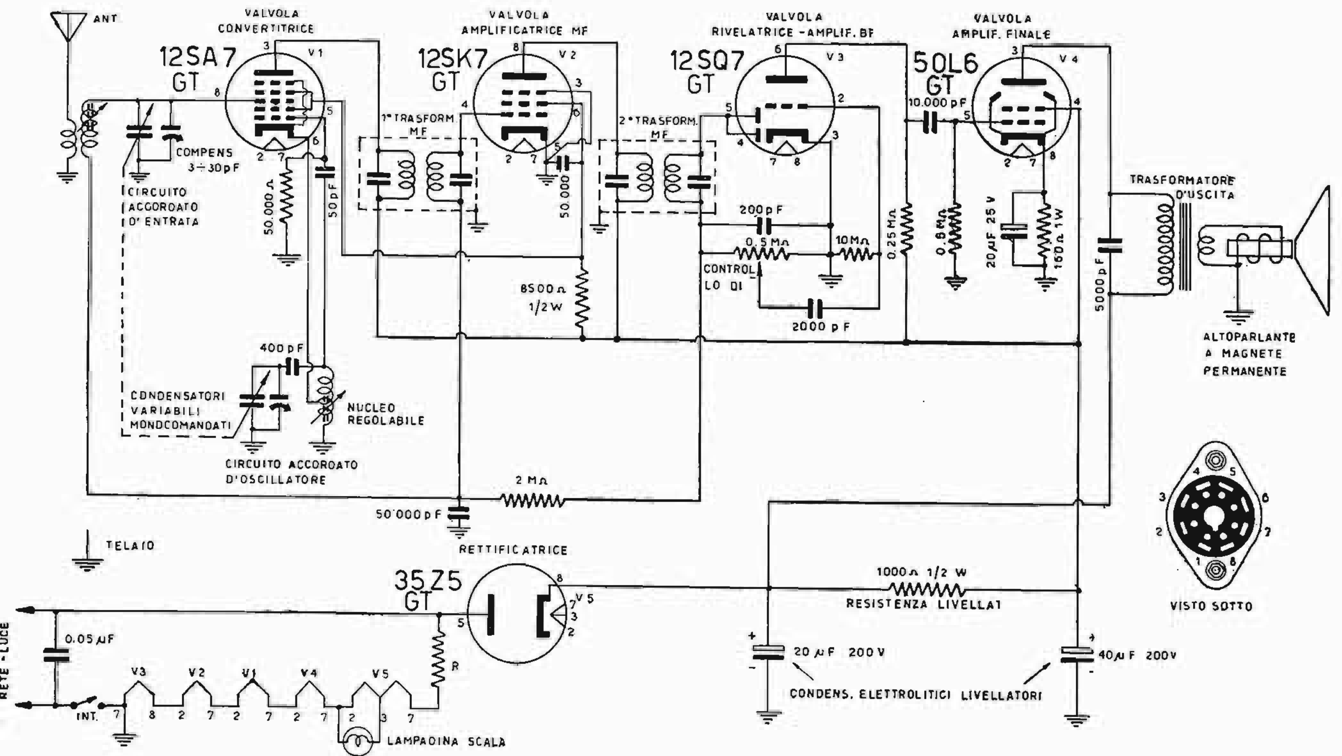


Fig. 4.22. - SCHEMA TIPICO DI MODERNO APPARECCHIO SUPERETERODINA, SENZA TRASFORMATORE DI ALIMENTAZIONE

Se i filamenti in serie sono alimentati direttamente dalla rete-luce, come in fig. 4.22, e se la tensione della rete-luce è elevata, da 160 a 220 V, è opportuno proteggere la valvola rettificatrice 35Z5 GT, collocando in serie alla sua placca una resistenza di 150 ohm e 2 watt, come nello schema di fig. 4.26. Nello schema di fig. 4.22 è indicato un condensatore di 50 000 pF all'entrata della rete-luce; esso può venir sostituito con un altro di 10 000 pF collegato tra la placca della 35Z5 GT e il telaio, o come C16 in fig. 4.24.

PRECAUZIONI. — Quando l'apparecchio è collegato alla rete-luce il suo telaio è collegato ad un capo della rete stessa, per cui non va toccato se non tramite un utensile isolato. Occorre pure far attenzione di non toccare l'apparecchio subito dopo averlo staccato dalla rete-luce, perchè vi è pericolo, data la carica dei condensatori di capacità elevata. S'intende che l'apparecchio non va collegato ad alcuna presa di terra.

CONTROLLI. — Va misurata la tensione e la resistenza esistenti tra il catodo della rettificatrice e il telaio metallico, mentre l'apparecchio è in funzione, con le precauzioni accennate. La tensione dovrà essere di circa 10 volt meno di quella

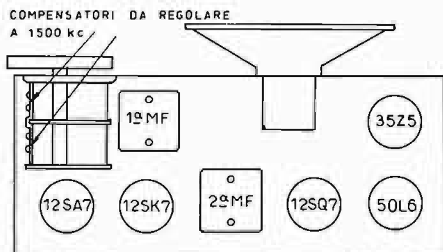


Fig. 4.23. - Disposizione delle parti sopra il telaio dell'apparecchio di fig. 4.22.

della rete-luce, a seconda della capacità del primo condensatore di livello e di altri fattori; la resistenza dovrà essere di parecchie migliaia di ohm. L'ohmmetro va collegato rispettando la polarità del primo elettrolitico. Bassa tensione e resistenza normale indicano rettificatrice difettosa; bassa tensione e bassa resistenza indicano un corto circuito in qualche punto dell'apparecchio. Staccare in tal caso l'apparecchio dalla rete-luce, poichè è facile che in queste condizioni di lavoro abbia a rovinarsi, e cercare il cortocircuito. Se vi è assenza di tensione all'elettrodo di qualche valvola, mentre è normale quella alla rettificatrice, va ricercata un'interruzione in una resistenza o in una bobina, oppure un collegamento staccato. Si controlla il funzionamento della BF toccando con un dito la griglia controllo della valvola rivelatrice, e constatando il caratteristico forte ronzio nell'altoparlante. La

sezione oscillatrice dello stadio convertitore può venir controllata misurando la tensione tra la sua griglia e il telaio; occorre però controllare un'impedenza AF in serie al voltmetro. Se la valvola oscilla normalmente, lo strumento indicherà alcuni volt negativi che diminuiranno se si toccherà la griglia con un dito.

TARATURA. — Disponendo dei soliti strumenti, oscillatore e misuratore d'uscita, si provvede alla taratura nel solito modo. I dilettanti sprovvisti di tali strumenti possono effettuare la taratura ad orecchio, senza però toccare in nessun caso i due trasformatori di MF, che sono già tarati in fabbrica, e che è difficile allineare senza strumenti.

Occorre iniziare dal nucleo ferromagnetico regolabile della bobina d'oscillatore dopo aver accordato l'apparecchio su una emittente a frequenza bassa della gamma, per es. a 500 kc. La regolazione di questo nucleo ha il solo scopo di far coincidere l'emittente con il rispettivo trattino indicatore segnato sulla scala parlante. Si passa quindi a regolare il nucleo della bobina d'entrata, tenendo presente che questa regolazione non ha alcun effetto sulla messa in scala della emittente, e che serve solo ad allineare il circuito d'entrata con quello d'oscillatore, con conseguente migliore ricezione. Va effettuato un controllo al centro scala.

L'apparecchio va quindi accordato su una emittente a frequenza elevata, per es. 1 500 kc, e va effettuata la messa in scala regolando prima il compensatore dell'oscillatore, e quindi quello d'entrata. Se non è possibile, per una ragione qualsiasi, effettuare la messa in scala di tutte le emittenti, occorre procedere con un compromesso. Va tenuto presente che se il correttore (*padding*) è di capacità troppo piccola, allora le emittenti agli estremi della gamma vanno « fuori scala », e che se, all'opposto, è di capacità troppo grande, le stesse emittenti vanno a « centro scala ». Nello schema è indicato un correttore di 400 pF, presumendo che la capacità del variabile sia di 500 pF. Può darsi che tale capacità risulti bassa, e che le emittenti tendano ad andare « fuori scala ». In tal caso basta aggiungere in parallelo un condensatore di 50, 80 o 100 pF.

Se è disponibile una coppia di bobine senza nucleo ferromagnetico, di vecchio tipo, allora è necessario che il correttore sia variabile, costituito da un condensatore fisso di 380 o 400 pF con in parallelo un compensatore da 3 a 30 pF. La messa in scala va in tal caso effettuata solo all'estremo a frequenza bassa. È inteso che la coppia di bobine deve essere adatta per la capacità del condensatore variabile e per i trasformatori MF.

SECONDO SCHEMA. — La fig. 4.24 riporta uno schema molto simile a quello di fig. 4.22. Si tratta dello schema elaborato dai tecnici della RCA per illustrare l'applicazione normale della serie di valvole a 0,15 A di accensione. Al posto della resistenza livellatrice di 1 000 ohm è presente una impedenza di filtro di 200 ohm, e la cui induttanza s'intende quanto maggiore possibile compatibilmente con le dimensioni dell'apparecchio. Si può usare l'impedenza di 220 ohm, 75 mA e 3,5

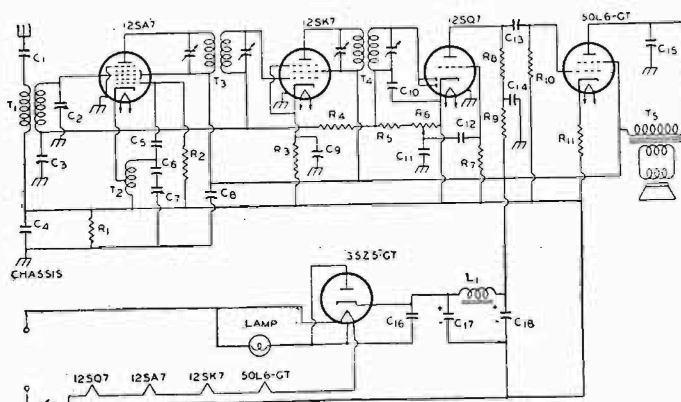


Fig. 4.24. - SCHEMA TIPICO DI APPARECCHIO A CINQUE VALVOLE. È simile a quello di figura 4.22. Questo è stato progettato e disegnato dai tecnici della RCA.

VALORI DEI COMPONENTI

C1 = 500 pF mica
C2 e C7 = condens. variab. di 365 pF.
C3 C8 C14 C16 = 0,1 µF carta
C4 = 0,25 µF carta
C5 = 50 pf mica
C6 = Capacitore padding, di valore adeguato alle bobine e alla MF
C9 = 50 000 pF carta
C10 e C11 = 250 pF mica
C12 = 5000 pF carta
C13 = 10 000 pF carta
C15 = 25 000 pF carta
C17 C18 = elettrolitici di 40 µF a 150 volt lavoro
L1 = Impedenza filtro, 200 ohm, induttanza massima ammissibile

R1 R8 = 0,25 megaohm, 0,5 watt
R2 = 20 000 ohm, 0,5 watt
R3 = 260 ohm, 0,5 watt
R4 = 2 megaohm, 0,5 watt
R5 e R9 = 50 000 ohm, 0,5 watt
R6 = potenziometro 0,25 megaohm
R7 = 10 megaohm, 0,5 watt
R10 = 0,5 megaohm, 0,5 watt
R11 = 150 ohm, 1 watt
T1 = bobine antenna e entrata onde medie
T2 = bobina d'oscillatore con presa per funzionare con 12SA7, adatta per la MF disponibile
T3 T4 = medie frequenze
T5 = trasformatore d'uscita per 2500 ohm di carico della valvola finale

henry facilmente ottenibile. È sufficiente sia adatta per 45 mA per reti-luce di 110/125 V e di 60 mA per reti a tensione più elevata.

È usata un'impedenza di basso valore ohmico poichè la placca della valvola finale è collegata dopo di essa. Si può adoperare una impedenza di alto valore ohmico, per es. 580 ohm e 45 mA, ma in tal caso conviene collegare la placca della finale prima dell'impedenza stessa.

Un'altra variante è costituita dalla presenza di due resistenze nel circuito di placca della 12SQ7, rivelatrice, che in tal modo risulta meglio disaccoppiato da altri circuiti. È utile nel caso che si verifichi il rumore di motore.

Esempio di supereterodina con valvole miniatura.

Per le valvole miniatura del tipo a riscaldamento indiretto non è necessario alcun schema speciale. Quello di fig. 4.25 indica una supereterodina a 5 valvole miniatura, di cui la prima, 6BE6, è la sovrappositrice, la seconda, 6BA6, l'amplifi-

catrice a MF, la terza, 6AT6, la rivelatrice e amplificatrice di tensione BF, la quarta, 6AQ5, l'amplificatrice finale di potenza, e la quinta, 6X4, la raddrizzatrice. È previsto l'impiego di trasformatore di accensione, per reti-luce sino a 220 V, in modo da poter ottenere al catodo della 6X4 una tensione rettificata di circa 200 V ciò che consente l'uso di un normale altoparlante con bobina di eccitazione di valore non elevato, 1 000 ohm o meno. I filamenti delle cinque valvole sono collegati in parallelo ai capi del secondario a 6,3 V e 2 A. In pratica un lato del filamento va a massa (telaio) mentre l'altro capo, unito agli altri filamenti, va ad un capo del secondario, essendo l'altro collegato a massa.

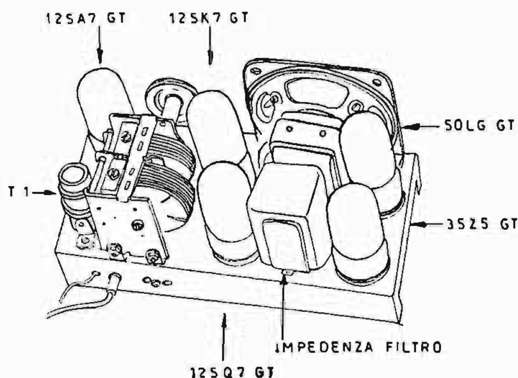


Fig. 4.25. - Aspetto esterno dell'apparecchio di cui lo schema nella figura precedente (RCA).

Al posto del trasformatore di accensione è possibile usare una resistenza di caduta, adoperando la serie di valvole miniatura a 0,15 A d'accensione: 12BE6 convertitrice, 12BA6 amplificatrice MF, 12AT6 rivelatrice, 5OB5 finale e 35W4 raddrizzatrice. La tensione d'accensione è in tal caso di 123 volt, e va usata una resistenza di caduta come indicato per l'apparecchio di fig. 4.22. Va notato che con la 5OB5 va usata una resistenza di catodo di 150 ohm al posto di quella di 350 ohm indicata per la 6AQ5. Per reti-luce a 110 V va usato, come è noto, la 35B5 al posto della 5OB5.

Gli stessi componenti indicati per l'apparecchio di fig. 4.22 possono venir adoperati anche per quello con valvole miniatura di fig. 4.26. Il circuito accordato d'oscillatore di quest'ultimo è provvisto di bobina a reazione collegata al catodo. È però sufficiente una presa alla bobina d'oscillatore come in fig. 4.22. La scelta dei due tipi di accoppiamento dipendono soltanto dalla serie di bobine a disposizone.

Vanno tenute presenti le precauzioni e le norme per il controllo e la taratura già fatte per l'apparecchio precedente.

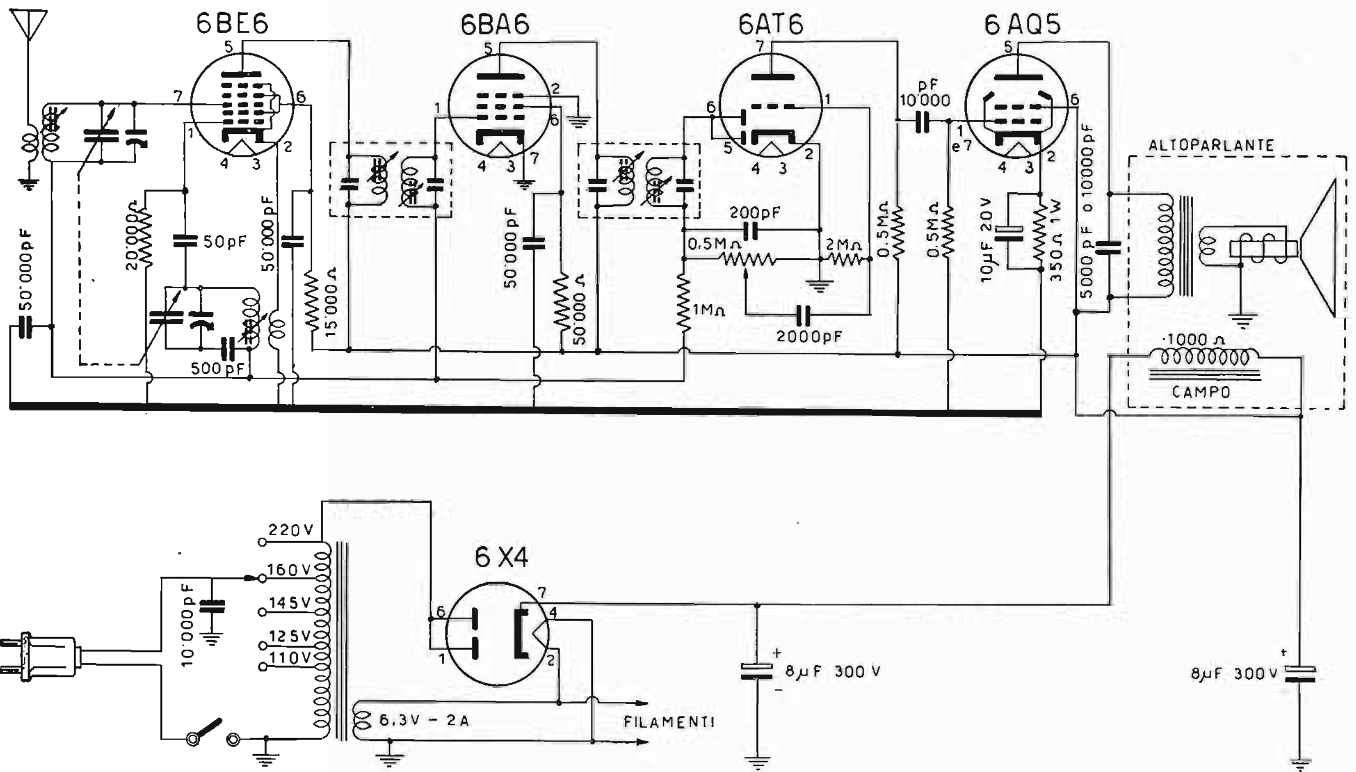


FIG. 4.26. - SCHEMA DI APPARECCHIO SUPERETERODINA A CINQUE VALVOLE MINIATURA, CON TRASFORMATORE DI ACCENSIONE.

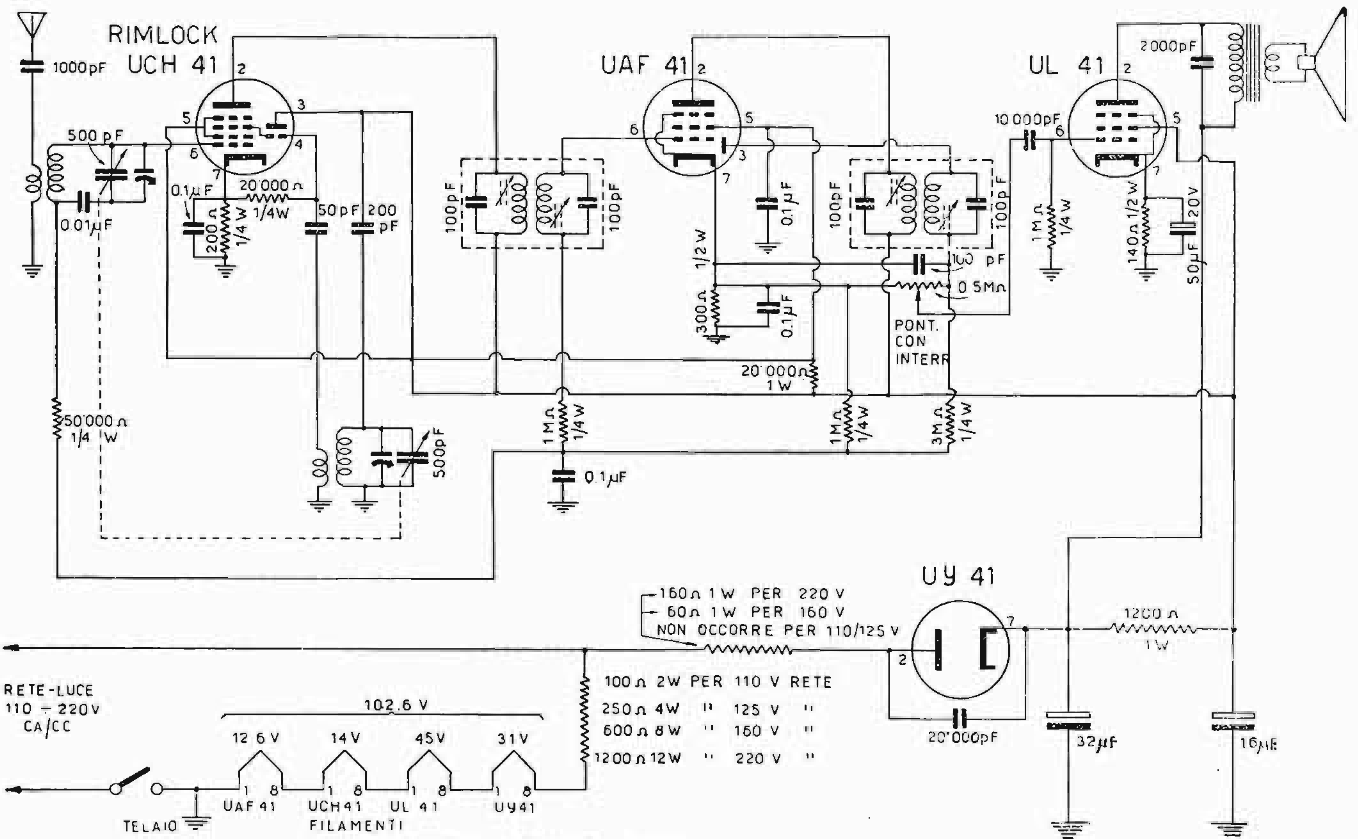


Fig. 4.27. - SCHEMA DI SUPERETERODINA A QUATTRO VALVOLE «TUTTO VETRO RIMLOCK». CON ALIMENTAZIONE DALLA RETE-LUCE SENZA TRASFORMATORE DI TENSIONE.

Progetto di supereterodina a 4 valvole senza trasformatore di tensione.

Lo schema di fig. 4.27 si riferisce ad una piccola supereterodina, molto semplice, a 4 valvole rimlock, compresa la rettificatrice, direttamente alimentata dalla rete-luce, senza trasformatore di alimentazione, e la cui sensibilità è di 100 microvolt. Le quattro valvole, i cui filamenti sono collegati in serie, e ciascuno dei quali assorbe 100 mA, sono le seguenti: una UCH41, convertitrice di frequenza, a 14

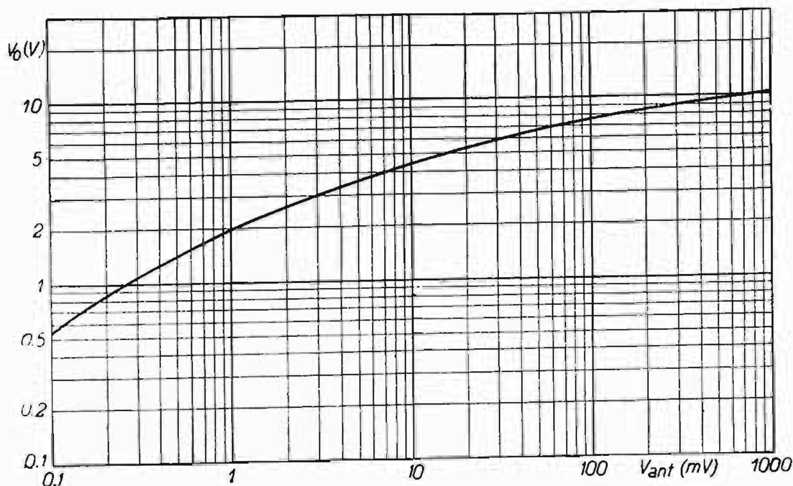


Fig. 4.28. - CURVA CAV DELL'APPARECCHIO A 4 VALVOLE RIMLOCK.

volt d'accensione; una UAF41, amplificatrice MF e rivelatrice, poichè si tratta di un pentodo a mu variabile, provvisto anche del diodo per la rivelazione, a 12,6 volt d'accensione; una UL41, amplificatrice finale, a 45 volt d'accensione; una UY41, rettificatrice monoplacca a riscaldamento indiretto, a 31 volt d'accensione. Per l'accensione dei quattro filamenti è necessaria la tensione di 103 volt, per cui occorre una resistenza di caduta di valore adeguato, e di dissipazione appropriata, a seconda della tensione della rete-luce. Se la rete-luce è a 110 volt, alternata o continua è indifferente, va prevista una caduta di tensione di 10 volt. In tal caso la resistenza di caduta è di 10 : 0,1 = 100 ohm; e la sua dissipazione è di 10 × 0,1 = 1 watt. Nello stesso modo si calcola la resistenza di caduta per le altre tensioni della rete-luce.

Se si tratta di reti-luce a 150, 160, o 220 volt, oltre alla resistenza di caduta è necessaria una resistenza di protezione del diodo rettificatore, di 60 ohm 1 watt per le reti-luce di 150/160 V, e di 160 ohm 1 watt per la rete-luce di 220 ohm.

Come al solito, un capo della rete-luce è collegato al telaio metallico del ricevitore, il quale non va toccato durante il funzionamento. Non è necessaria alcuna presa di terra, sostituita dalla rete-luce. Il livellamento della tensione pulsante è ottenuto con una resistenza di 1 200 ohm 1 watt, e con due condensatori elettrolitici, uno d'entrata di 32 μF e uno di uscita di 16 μF. La tensione di lavoro dei due condensatori può essere di 150 volt per reti di 110/125 volt, e di 250 volt per le altre.

È importante notare che la tensione di placca per la valvola finale UL41 è prelevata prima della resistenza livellatrice, direttamente dal catodo della valvola rettificatrice, e ciò per impedire una eccessiva caduta di tensione ai capi della valvola rivelatrice stessa, per evitare la quale sarebbe diversamente necessario ridurne il valore, ciò che determinerebbe un insufficiente livellamento della tensione pulsante. Questo sistema è adottato in quasi tutte le piccole supereterodine senza trasformatore di tensione.

I collegamenti a filamenti vanno attorcigliati per diminuire il rumore di ronzio. Ove occorra, il primo condensatore di livellamento può venir portato a 50 μF. Per quello d'uscita non è necessaria una capacità superiore ai 16 μF.

Sono previsti due condensatori variabili di 500 pF, ma può venir usato un condensatore doppio di diversa capacità, con le bobine e le medie frequenze adatte, facilmente ottenibili in commercio. Il valore della MF dipende dalla serie di bobine che vengono utilizzate, comunque quelle in commercio sono molto simili, essendo di 465 kc o 467 kc o 470 kc.

Si notino le due resistenze, da 1 MΩ e da 3 MΩ, in parallelo al controllo di volume. Esse costituiscono un divisore della tensione CAV, per effetto della quale si ottiene una debole diminuzione di amplificazione dei segnali deboli e una sufficiente diminuzione di amplificazione dei segnali forti. La curva di sensibilità, o curva CAV, è riportata dalla figura 4.28.

Esempio di cablaggio di apparecchio radio.

Per *cablaggio* s'intende l'operazione di collegare i componenti degli apparecchi radio, in base allo schema elettrico, mediante appositi conduttori. La fig. 4.29 indica lo schema costruttivo di un apparecchio a cinque valvole, ad alimentazione diretta dalla rete-luce, senza trasformatore di alimentazione. La fig. 4.30 riporta invece lo schema elettrico dello stesso apparecchio. Il confronto tra i due schemi può risultare molto utile, poichè uno illustra il principio di funzionamento dell'apparecchio, mentre l'altro mostra quale può essere la sua realizzazione pratica. Lo schema elettrico può venir disegnato in molti modi diversi, e varia da un disegnatore all'altro, pur essendo sempre lo stesso; lo schema costruttivo può anch'esso venir disegnato in molti modi diversi, e varia da un costruttore all'altro.

Lo schema elettrico di fig. 4.30 è simile a quello di fig. 4.22, con la differenza che al posto della bobina di antenna ha il telaio di ricezione, con il quale è possibile la ricezione senza o con antenna.

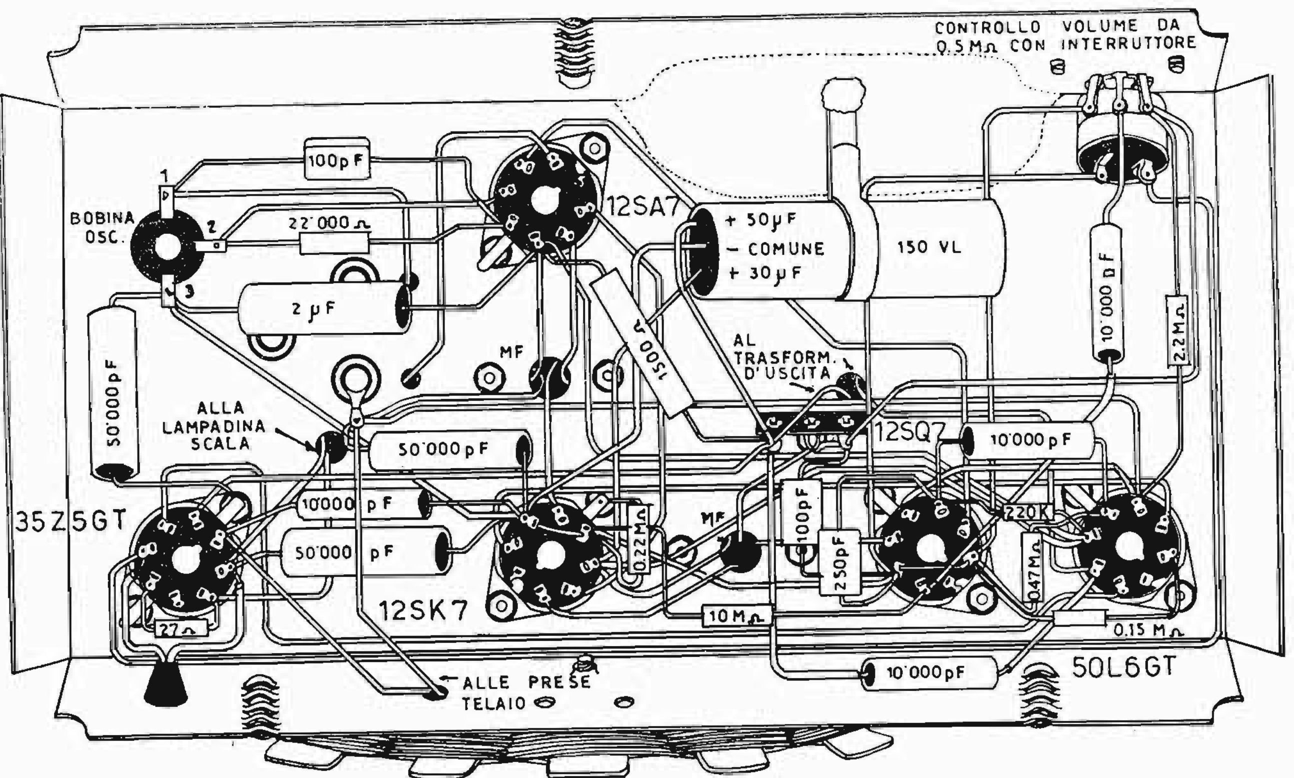


Fig. 4.29. - Schema costruttivo di apparecchio a cinque valvole, dimostrante la realizzazione pratica dell'apparecchio supereterodina di fig. 4.30.

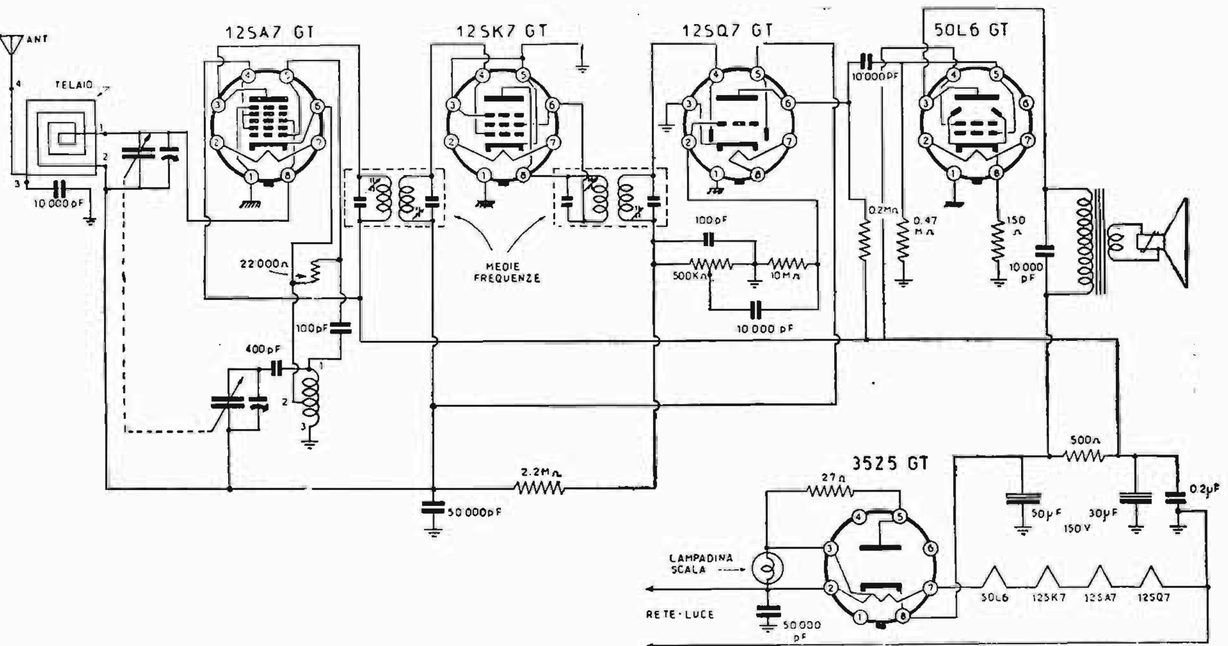


Fig. 4.30. - Schema elettrico di supereterodina a cinque valvole, senza trasformatore di alimentazione, simile a quello di fig. 4.22, ma disegnato in altro modo, e senza la bobina, d'entrata, sostituita dal telaio di ricezione.

CIRCUITO D'ACCENSIONE. — Si può anzitutto notare la disposizione del *circuito d'accensione*; un capo della rete luce è collegato al piedino 2 della valvola 35Z5 GT, corrispondente ad una estremità del filamento; il piedino 7, corrispondente all'altra estremità, va al piedino 2 della valvola 50L6 GT, all'altro capo del telaio. La corrente d'accensione percorre il filamento e dal piedino 7 va, con un altro lungo collegamento, al piedino 2 della valvola 12SA7 GT; esce dal piedino 7 e va all'altro piedino 7 della quinta valvola, la 12SQ7 GT. Il circuito d'accensione ha termine al piedino 8, collegato al piedino 3, corrispondente al catodo.

RITORNO COMUNE. — Si può notare che al piedino 8 della 12SQ7 giungono altri collegamenti i quali non hanno nulla a che fare con il circuito di accensione; è il caso della resistenza di 0,47 megaohm e di quella di 150 ohm (erroneamente segnata 0,15 MΩ). Ciò avviene per il fatto che il piedino 8 della 12SQ7 GT è al *ritorno comune*, ossia appartiene al complesso di conduttori che hanno un unico punto di riferimento, ossia il lato negativo, il termine ultimo dei circuiti. Nello schema elettrico questo punto terminale, è indicato con vari simboli di « terra ». Negli apparecchi con trasformatore di alimentazione la « terra » è costituita dal telaio metallico, il quale forma il ritorno comune. In questo apparecchio invece è necessario che il ritorno comune avvenga tramite collegamenti. Ed infatti seguendo lo schema costruttivo si può osservare che il piedino 8, e quindi il piedino 7, sono collegati con l'estremo a « terra » del controllo di volume, con il terminale negativo dei condensatori elettrolitici, ecc.

PUNTO DI AMMARAGGIO. — È detto punto di *ammarraggio* quello in cui possono venir riuniti vari collegamenti, è un punto di appoggio. Un esempio è costituito dal piedino 6 della valvola 50L6 GT. Nello schema elettrico, il piedino 6 di tale valvola non ha collegamenti, ed invece nello schema costruttivo ne ha tre, poichè serve di appoggio al circuito CAV. Si sarebbe potuto ottenerlo fissando una linguetta metallica al telaio, ma sarebbe stato necessario isolarla; risulta molto più semplice utilizzare un piedino « morto » di una qualsiasi valvola.

DISPOSIZIONE DEI COMPONENTI. — Nello schema elettrico i vari componenti sono sempre disposti in modo da far intendere quale ne sia lo scopo, a prima vista; nello schema costruttivo, il quale rappresenta la realizzazione pratica, i componenti sono invece disposti in modo da evitare inutili collegamenti, e di abbreviare al massimo quelli esistenti. Un esempio è dato dal condensatore di 0,2 microfarad in parallelo all'elettrolitico di 30 microfarad, a destra in basso nello schema elettrico, il quale si trova invece tra la presa 3 della bobina d'oscillatore, a sinistra in alto nello schema costruttivo, e il piedino 4 della convertitrice 12SA7 GT. A prima vista potrebbe sembrare completamente fuori posto, ed invece il piedino 4 è al « massimo anodica » ossia al circuito di alimentazione anodica dell'apparecchio, mentre la presa 3 della bobina è al ritorno comune, sicchè il condensatore si trova collegato esattamente.

MASSA E MASSA FANTASMA. — Gli schermi metallici devono essere messi « a terra » e così le griglie di soppressione delle valvole. Gli schermi sono quelli dei trasformatori di media frequenza, delle valvole e qualche altro; di griglie di soppressione ve n'è una sola, quella della 12SA7 GT, corrispondente al piedino 1. Questa « terra » è costituita dal telaio metallico dell'apparecchio, viene anche detta « massa »: è la vera « massa » dell'apparecchio, mentre la « terra », quella formata dai collega-

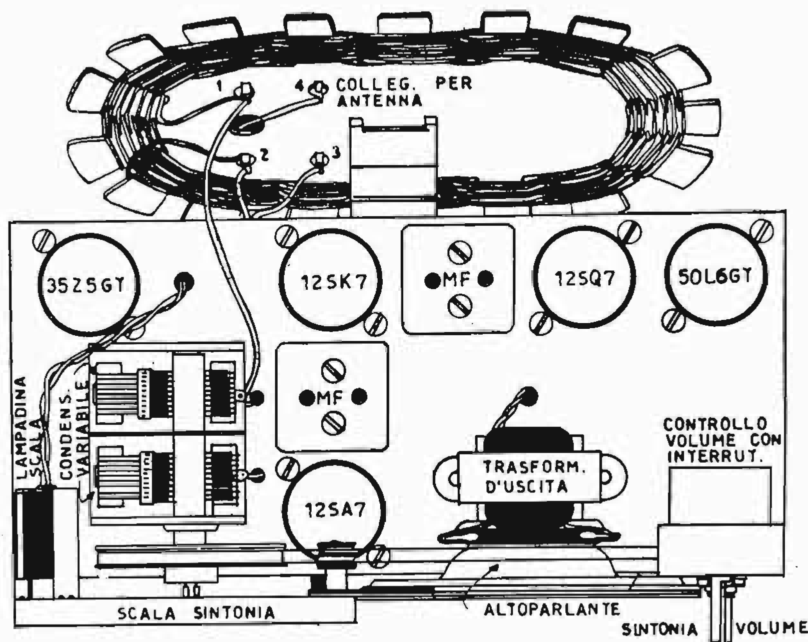


Fig. 4.31. - Disposizione delle parti sopra il telaio e caratteristiche del telaio di ricezione.

menti del ritorno comune, vien detta « massa fantasma ». La massa vera, ossia il telaio metallico, e la massa fantasma sono collegate insieme mediante un condensatore di 50 000 pF, presente nello schema costruttivo tra la presa 3 della bobina d'oscillatore e la vite che fissa al telaio il portavalvole della 35Z5 GT. Sono pure collegate mediante una resistenza di 0,22 megaohm, presente tra il piedino 5 della 12SK7 GT e la vite del rispettivo portavalvole. Questi due componenti non sono stati disegnati nello schema elettrico.

VARIABILE ISOLATO. — Il condensatore variabile a due sezioni, di tipo comune, è isolato dal telaio metallico dell'apparecchio, ed è anche isolato dalla « massa fantasma »; è invece collegato al circuito CAV, dal lato rotore. Lo statore della sezione d'entrata del variabile è collegato al piedino 8 della 12SA7 GT; il collegamento passa attraverso un foro del telaio.

TELAIO DI RICEZIONE. — Può venir sostituito con una comune bobina d'entrata. È illustrato dalla fig. 4.31. Misura 25 per 12 centimetri. Il filo è di 0,5 mm doppio cotone. Le spire sono 16 per l'entrata, tra le prese 1 e 2, e 6 per l'antenna, tra le prese 3 e 4.

La riproduzione delle voci e dei suoni.

L'ALTOPARLANTE. — È detto *altoparlante* il trasduttore che consente di ottenere voci e suoni dalla corrente elettrica presente nel secondario del trasformatore d'uscita dell'apparecchio radio. È costituito da due parti essenziali: una fissa e una mobile. La parte fissa consiste in un *magnete permanente* — o *elettromagnete* — un polo del quale si trova circondato dall'altro polo, in modo che — come indica la fig. 4.32 — l'espansione polare, detta *traferro*, risulta anulare e sede di un intenso campo magnetico. La parte mobile è formata da un cono *diffusore*, molto leggero, di carta speciale, alla sommità del quale è fissata una bobina anch'essa molto leggera (pesa la metà del cono, e in media 5 grammi). La bobina è posta nel traferro ed è libera di muoversi

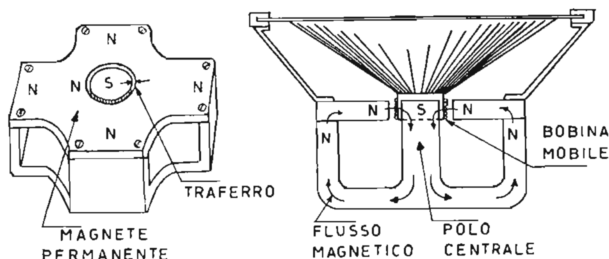


Fig. 4.32. - PRINCIPIO DELL'ALTOPARLANTE. A sinistra, il magnete; a destra, il cono e la bobina mobile.

coassialmente; il suo movimento è dovuto alla reazione elettrodinamica tra il campo magnetico e la corrente che la percorre. Il movimento è proporzionale all'intensità della corrente, e per le note basse può giungere a 6 mm. Al movimento della bobina corrisponde il movimento del cono e quindi la propagazione di onde sonore per trasformazione dell'energia meccanica in energia acustica. Lo spazio tra i due poli, il traferro, è quanto più piccolo possibile, e la *bobina mobile* è tenuta esattamente equidistante dai due poli, in modo da potersi muovere senza sfregarli, me-

diante appositi sostegni elastici, detti *centratori*. L'orlo esterno del cono è fissato mediante un anello alla sommità del cestello metallico. La resistenza c.c della bobina mobile è di alcuni ohm. Il diametro del cono va da 5 cm per gli apparecchi portatili a 30 cm per i radiofonografi.

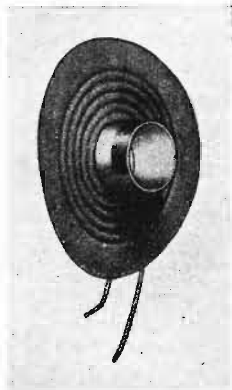


Fig. 4.33. - Bobina mobile con centratore elastico.

BOBINA DI CAMPO E POTENZA D'ECCITAZIONE. — Gli altoparlanti ad elettromagnete sono provvisti di un grosso avvolgimento, disposto intorno al polo centrale, e percorso dalla corrente raddrizzata d'intensità sufficiente per produrre il campo magnetico ossia per eccitare l'altoparlante. È questa la *bobina di campo* o *bobina di eccitazione*. Negli apparecchi radio essa provvede anche a livellare la corrente raddrizzata e sostituisce l'*impedenza di filtro*.

Affinchè il campo magnetico prodotto sia sufficiente, la bobina di campo deve dissipare una certa potenza, detta *potenza d'eccitazione*, che va da 3 a 5 watt nei piccoli altoparlanti, da 5 a 7 W nei medi e da 7 a 12 W nei grandi. È data da:

Potenza d'eccitazione (in W) = Caduta di tensione (in V) × Corrente (in A).

Se, ad es., la caduta di tensione ai capi della bobina di campo è di 100 V e se la corrente che la percorre è di 65 mA, la potenza dissipata è di 6,5 W. La bobina di campo deve presentare una data resistenza, proporzionata alla caduta di tensione che deve provocare ai suoi capi. Nell'esempio fatto la sua resistenza deve essere di 100 : 0,065 = 1500 ohm. Sono questi gli *ohm-eccitazione*.

BOBINA ANTIRONZIO. — È presente, in serie alla bobina mobile, una bobina simile alla mobile, ma fissa ed avvolta in senso opposto, in quei altoparlanti ad elettromagnete in cui vi è pericolo di induzione della bobina di campo sulla bobina mobile, con conseguente ronzio. La bobina antironzio ha lo scopo di neutralizzare almeno in parte la tensione pulsante indotta nella bobina mobile. Non esiste negli altoparlanti a magnete permanente.

IL TRASFORMATORE D'USCITA. — È necessario che la bobina mobile dell'altoparlante sia percorsa da una corrente elettrica di una certa intensità, affinchè ad essa corrispondano movimenti del cono atti a diffondere onde sonore di sufficiente ampiezza. A tale scopo viene adoperato un trasformatore d'uscita a rapporto discendente, in modo che la corrente nel secondario sia maggiore di quella nel primario. È detto *trasformatore d'uscita*. Il rapporto del trasformatore varia a seconda della valvola finale e a seconda dell'impedenza della bobina mobile, ed è compreso tra 20 a 1 e 40 a 1.

Il suo avvolgimento primario consiste di numerose spire, quante sono necessarie

per formare il carico richiesto all'uscita della valvola finale. Il rapporto tra le spire primarie e le spire secondarie viene stabilito con la formula seguente:

$$\text{Rapporto trasf. d'uscita} = \sqrt{\frac{\text{Carico valvola finale}}{\text{Impedenza bobina mobile}}}$$

Esempio: la valvola finale miniatura 6AQ5 deve venir accoppiata con un altoparlante la cui bobina mobile ha l'impedenza di 6 ohm. Il carico della 6AQ5 deve es-

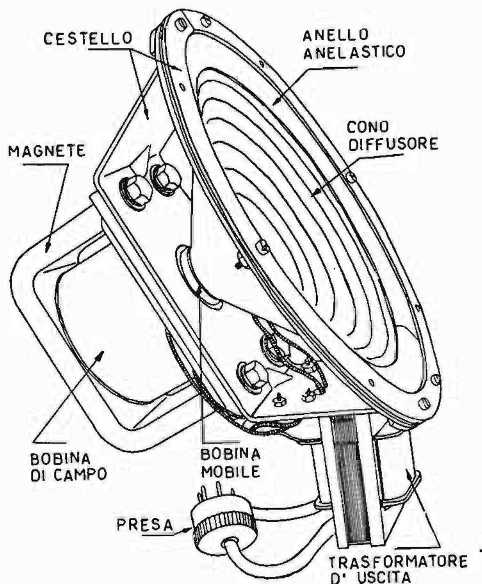


Fig. 4.34. - L'ALTOPARLANTE E LE PARTI CHE LO COMPONGONO.

sere di 5 400 ohm, con date tensioni di lavoro, perciò il rapporto del trasformatore d'uscita dovrà essere di:

$$\sqrt{\frac{5400}{6}} = \sqrt{900} = 30 \text{ ossia } 30 \text{ a } 1.$$

Se il carico di 5400 ohm è ottenuto con un avvolgimento primario di 3000 spire, le spire dell'avvolgimento secondario dovranno essere di 3000 : 30 = 100 spire. Se la

valvola finale fosse stata la 50L6 GT, che richiede un carico di 2000 ohm, e se l'impedenza della bobina mobile fosse stata di 3,5 ohm, sarebbe stato necessario un trasformatore con rapporto di 24 a 1. Da ciò risulta che il trasformatore d'uscita deve essere adatto alla valvola finale e alla bobina mobile dell'altoparlante. Vi sono valvole con carichi eguali, per le quali è adatto uno stesso trasformatore d'uscita con un dato altoparlante.

RESISTENZA DI CARICO DELLE PRINCIPALI VALVOLE FINALI

Valvola	Carico	Valvola	Carico	Valvola	Carico
6K6 G	9000 Ω	6PZ8 G	6000 Ω	EL6	3500 Ω
				WE 14	3500 Ω
6F6 G	7000 Ω	6AQ5	5500 Ω		
EBL1	7000 Ω			6L6 G	2500 Ω
EL3	7000 Ω	6V6 G	5000 Ω	35L6GT	2500 Ω
WE 15	7000 Ω			50L6GT	2000 Ω
EL 41	7000 Ω			EL 34	2000 Ω

SISTEMAZIONE DELL'ALTOPARLANTE - SCHERMO ACUSTICO. — Negli apparecchi radio, l'altoparlante è fissato sulla parte frontale della custodia, aperta poste-

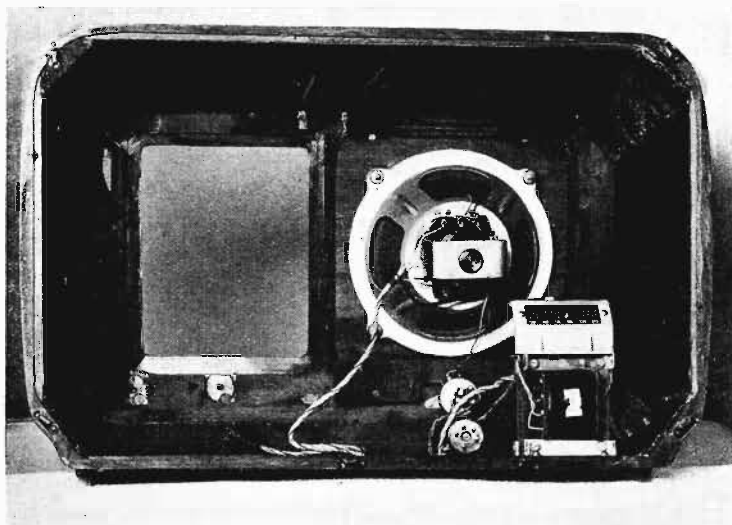


Fig. 4.35. - Sistemazione dell'altoparlante nel mobile; dietro di esso, il trasformatore d'alimentazione.

riormente, che si comporta da *schermo acustico* (baffle). Tale schermo è necessario per il fatto che le onde sonore che si propagano posteriormente sono in opposizione di fase rispetto quelle presenti davanti al cono, per cui va impedita la riflessione delle onde retrostanti, per evitare la *cancellazione dei suoni bassi*. Affinchè la separazione sia sufficiente, è necessario che lo schermo sia sufficientemente ampio, come avviene nei grandi radiofonografi. Negli apparecchi normali esso è modesto, con conseguente annullamento dei suoni bassi per opposizione di fase.

Data l'apertura posteriore, la custodia si comporta come una canna d'organo; ha una propria frequenza di risonanza, che dipende dal volume d'aria, e che è generalmente compreso tra 100 e 200 cicli. I suoni a questa frequenza vengono fortemente esaltati, ciò che costituisce un inconveniente grave, dato l'effetto di cupo rimbombo che accompagna le voci maschili ed i suoni d'orchestra. Inoltre vi è distorsione causata da insufficiente frenaggio del cono da parte della massa d'aria retrostante. È necessario che le dimensioni del mobile siano proporzionate al diametro dell'altoparlante; se, ad esempio, il diametro è di 22 cm, l'altezza del mobile-schermo dovrebbe essere di 55 cm, la larghezza di 40 cm, la profondità superiore 23 cm e quella inferiore 30 cm.

CAPITOLO QUINTO

APPARECCHI RADIO A PIÙ GAMME D'ONDA

1. — APPARECCHI A MODULAZIONE D'AMPIEZZA.

Apparecchi a gamma onde medie divisa o spostata.

SINTONIA E CONDENSATORE VARIABILE. — Il *comando di sintonia* dell'apparecchio radio consente il passaggio da una emittente all'altra, mediante la rotazione del *condensatore variabile*. Quando la capacità del condensatore variabile è massima, ossia quando le sue lamine mobili sono completamente immerse tra quelle fisse, è in ricezione l'onda più lunga della gamma, ossia la frequenza più bassa, per es., l'onda di 600 metri pari a 500 chilocicli. Quando invece la capacità del variabile è minima, e le sue lamine mobili sono ruotate completamente all'esterno, è in ricezione l'onda più corta della gamma, ossia la frequenza più alta, per es., l'onda di 187,5 metri pari a 1600 chilocicli. La frequenza più bassa vien detta *frequenza minima* (ad esempio 500 kc), mentre la più alta vien detta *frequenza massima* (ad es. 1600 kc).

Ciascuna gamma di ricezione ha una data *estensione* corrispondente alla differenza tra la frequenza massima e quella minima (per es. 1600 — 500 = 1100 chilocicli, che è l'estensione della gamma onde medie). Ciascuna gamma ha pure un dato *rapporto di frequenza* corrispondente al rapporto tra la frequenza massima e la minima (ad es. 1600 : 500 = 3,2; ossia il rapporto di frequenza della gamma onde medie è di 3,2).

Nei piccoli apparecchi a reazione vi è un solo condensatore variabile; negli apparecchi di un tempo, a risonanza o neutrodina, vi erano tre condensatori variabili, ed anche quattro o cinque. Nei ricevitori attuali, essendo *supereterodine*, vi sono due soli condensatori variabili, riuniti insieme e costituenti il *condensatore variabile doppio* detto anche *condensatore variabile a due sezioni*. Ciascun variabile è collegato alla propria bobina d'induttanza e forma con essa un *circuito accordato*, del quale è già stato detto.

La rotazione del condensatore variabile consente di passare da un estremo all'altro di ciascuna gamma d'onda. Il passaggio da una gamma all'altra è ottenuto con il *commutatore di gamma*, detto anche *cambio d'onda*, che provvede alla sostituzione delle bobine.

CAPACITÀ MASSIMA E CAPACITÀ MINIMA. — L'estensione di ciascuna gamma dipende dalla variazione di capacità, la quale è data dalla differenza tra la capacità

massima e quella minima del condensatore variabile. Se la capacità massima è, ad esempio di 490 pF, e la minima è di 11 pF, la variazione di capacità è di 490 — 11 = = 479 pF.

Maggiore è la capacità massima del variabile, più estesa è la gamma di ricezione. Con condensatore di capacità molto grande, per es. 1000 pF, si otterrebbe una grande estensione di gamma, ma ciò non conviene, poichè più grande è l'estensione di gamma più piccolo è lo spazio corrispondente sulla scala di sintonia a ciascuna emittente. Se si raddoppia l'estensione di gamma, si riduce a metà il trattino in cui si trova ciascuna emittente, e si aumenta la difficoltà di sintonia. In teoria è possibile adoperare un variabile di capacità tale da ricevere tutte le gamme d'onda senza sostituire le bobine, e passare dalle cortissime alle onde lunghe con una sola rotazione del variabile, ma in tal caso il trattino di ciascuna emittente sarebbe così piccolo da rendere impossibile la ricerca delle emittenti.

L'onda più corta ricevibile in una data gamma, per es., quella delle onde corte, dipende dall'induttanza della bobina, dalla capacità minima del variabile e dalla somma delle capacità fisse degli altri componenti il circuito (collegamenti, compensatori, cavetti schermati, contatti portavalvole, contatti commutatore, ecc.), detta *capacità aggiuntiva*, che in media è di 50 pF. La capacità minima del circuito accordato è dunque la somma della capacità minima del variabile e della capacità aggiuntiva, per es. 11 pF più 50 pF ossia 61 pF. Questa capacità minima del circuito accordato vien detta *capacità residua* o *capacità zero*.

Capacità residua o zero = Capacità minima del variabile + Capacità aggiuntiva.

Variazione di capacità = Capacità massima del variabile — Capacità minima del variabile.

Capacità totale del circuito = Variazione di capacità + Capacità residua.

In base alla capacità residua si calcola l'induttanza che deve avere la bobina, poi in base a tale induttanza, si calcola quale debba essere la capacità massima del condensatore variabile. Poichè l'induttanza della bobina, e quindi la capacità massima del condensatore variabile, dipendono dalla capacità residua, si cerca di ridurre al minimo tale capacità. È costituita, come detto, dalla capacità minima del variabile, che non si può ridurre sotto un certo valore — nei variabili normali va da 10 a 15 pF — ed è pure costituita dalla capacità aggiuntiva, per cui si cerca di ridurre al minimo i collegamenti, di tenerli lontani dal telaio, di ridurre al minimo i contatti dei portavalvole e del commutatore, ecc. L'induttanza della bobina per le onde medie è, in media, di 200 microhenry.

GAMMA ONDE MEDIE DIVISA. — La capacità massima del variabile va da 450 a 530 pF a seconda degli apparecchi, ma in molti apparecchi moderni essa è di appena 120 o 140 pF. Al posto del solito condensatore variabile è adoperato un altro molto più piccolo, e ciò per il fatto che la *gamma onde medie è divisa in due parti*. Negli apparecchi normali, con gamma onde medie intera, basta una rotazione del variabile per passare da 187,5 a 600 metri; in quelli a gamma onde medie divisa

occorrono due rotazioni del variabile e uno scatto in più del commutatore di gamma. Si ottiene in tal modo una riduzione d'ingombro del variabile e una più facile sintonia, poichè ad ogni emittente corrisponde sulla scala uno spazio doppio. Al posto di una bobina vi sono però due bobine, come in B di fig. 5.1.

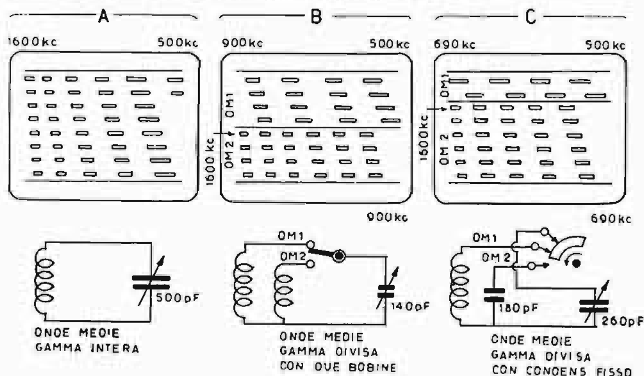


Fig. 5.1. - Nei ricevitori attuali la gamma onde medie è intera, come in A, oppure divisa, come in B e C. La capacità del condensatore variabile è diversa nei tre casi.

La gamma complessiva da 500 a 1600 kc, estesa 1100 kc, viene generalmente divisa così:

Onde medie 1	da 500 a 900 kc	400 kc di estensione
Onde medie 2	da 900 a 1600 kc	700 kc di estensione

Non è possibile dividere la gamma esattamente a metà, poichè a parità di variazione di capacità, l'estensione di gamma aumenta con l'aumentare della frequenza. Se, ad es., la capacità massima del variabile è di 140 pF e la minima di 10 pF, la variazione di capacità è di 140 — 10 = 130 pF. Essendo:

Rapporto di capacità = Variazione di capacità : Capacità residua

e supponendo che la capacità residua sia di 58 pF, come spesso avviene, risulta:

Rapporto di capacità = 130 : 58 = 2,24.

Conosciuto il rapporto di capacità, si trova facilmente il rapporto di frequenza con la formula:

$$\text{Rapporto di frequenza} = \sqrt{1 + \text{Rapporto di capacità}}$$

sicchè nell'esempio fatto esso è il seguente:

$$\text{Rapporto di frequenza} = \sqrt{1 + 2{,}24} = \sqrt{3{,}24} = 1{,}8.$$

Poichè la gamma onde medie ha inizio a 500 kc, risulta che la prima metà di tale gamma avrà fine a:

Frequenza massima = Frequenza minima × Rapporto di frequenza

ossia: 500 kc × 1,8 = 900 kc. La seconda metà della gamma avrà inizio a 900 kc e fine a 900 kc × 1,8 = 1600 chilocicli circa.

Se fosse stato usato un condensatore variabile di maggiore capacità, per es. 184 pF, la variazione di capacità sarebbe stata di 184 — 10 = 174 pF, e il rapporto di capacità sarebbe stato di 174 : 58 = 3. Al rapporto di capacità 3 corrisponde il rapporto di frequenza di $\sqrt{1 + 3} = \sqrt{4} = 2$. Dato che la prima metà della gamma OM ha inizio a 500 kc, essa avrebbe avuto fine a 500 × 2 = 1000 kc, e la seconda sarebbe andata da 1000 kc a 1000 × 2 = 2000 kc, ma poichè la gamma OM finisce a 1600 kc, una parte della scala parlante sarebbe rimasta vuota.

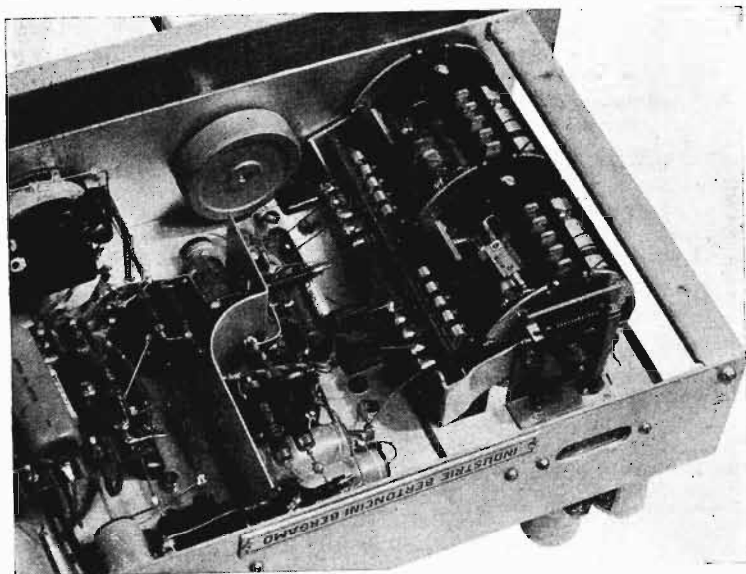


Fig. 5. 1 bis. - Organi di commutazione di gamma di moderno apparecchio radio ricevente.

Con la stessa facilità si può calcolare quanto basterebbe fosse la capacità del variabile se si volesse dividere la gamma OM in tre parti. Il rapporto di frequenza dovrebbe essere di 1,5 visto che 500 kc × 1,5 =750 kc e che 750 kc × 1,5 = 1125 kc e quindi che 1125 × 1,5 = 1680 kc circa.

Affinchè il rapporto di frequenza sia di 1,5 quello di capacità dovrebbe essere quello risultante dalla formula:

$$\text{Rapporto di capacità} = \text{Rapporto di frequenza}^2 - 1$$

ossia $1{,}5^2 - 1 = 1{,}25$.

Supposta la residua eguale a quella dell'esempio precedente, cioè 58 pF, la variazione di capacità necessaria risulterebbe di $58 \times 1{,}25 = 72{,}5$ pF. Sarebbe dunque necessario un condensatore variabile di appena 80 pF di capacità massima con la corrispondente capacità minima di 7,5 pF (80 pF — 7,5 pF = 72,5 pF come richiesto). Poichè con la gamma OM intera è necessario un variabile di 480 pF (o meglio di 2×480 pF, dato che le sezioni sono due), dividendo la gamma OM in tre parti basterebbe un variabile di capacità sei volte minore, ossia di 2×80 pF.

SEMIGAMMA ONDE MEDIE SPOSTATA. — In alcuni apparecchi a gamma onde medie divisa, il passaggio da una semigamma all'altra si ottiene senza la sostituzione della bobina, con la semplice aggiunta di un condensatore fisso — detto c. *di spostamento* oppure c. *di fondo* — in parallelo al condensatore variabile. La bobina è una sola. La semigamma senza condensatore di spostamento è detta *principale*, mentre quella con il condensatore fisso vien detta *spostata*, ed è circa la quinta parte della principale. La divisione della gamma OM non è perciò regolare; circa quattro quinti della gamma si trovano nella semigamma principale, un quinto in quella spostata.

Per rendersi conto di ciò basta riferirsi all'esempio precedente, nel quale per passare alla semigamma OM1, da 900 a 500 kc, occorreva sostituire la bobina con altra a maggior numero di spire. Il condensatore variabile era di 140 pF e la capacità residua di 58 pF. Invece di sostituire la bobina si sarebbe potuto aggiungere un condensatore fisso di capacità adeguata, per es. di 200 pF, il quale si sarebbe aggiunto alla capacità residua, che da 58 pF sarebbe passata a 258 pF. Con tale condensatore aggiunto, il rapporto di capacità e quello di frequenza sarebbero stati i seguenti:

$$\text{Rapporto di capacità} = 130 : 258 = 0{,}5$$

$$\text{Rapporto di frequenza} = \sqrt{1 + 0{,}5} = \sqrt{1{,}5} = 1{,}22.$$

L'aggiunta del condensatore fisso di spostamento non avrebbe fatto andare la semigamma da 900 kc a 500 kc, come desiderato, ma soltanto da 900 a 900 : 1,22 = = 737 kc. Non sarebbe stato possibile nè aumentare nè diminuire la capacità del condensatore di spostamento, poichè esso avrebbe dovuto avere l'esatta capacità necessaria per far iniziare la semigamma spostata da 900 kc.

Per poter adoperare il condensatore di spostamento al posto di una delle bobine è necessario aumentare la capacità del variabile. Con due bobine basta una capacità compresa tra 120 e 140 pF, a seconda della capacità aggiuntiva; con una sola bobina e con il condensatore di spostamento è necessario che il variabile sia di 260 pF, in media. Con esso si esplora la semigamma principale da 1600 a 690 kc, e con l'ag-

giunta del condensatore di spostamento, di 180 pF in media, l'altro tratto della gamma, da 690 a 500 kc.

Si può riassumere come segue:

GAMMA ONDE MEDIE INTERA, da 1600 kc a 500 kc, con una bobina e una rotazione del condensatore variabile di 500 pF, per ciascuno dei due circuiti accordati, d'entrata e d'oscillatore (A in fig. 5.1).

GAMMA ONDE MEDIE DIVISA, da 1600 kc a 900 kc (OM2) e da 900 kc a 500 kc (OM1), con due bobine e due rotazioni del condensatore variabile di circa 140 pF, per ciascuno dei due circuiti accordati. (B in fig. 5.1).

GAMMA ONDE MEDIE DIVISA E SPOSTATA, da 1600 kc a 690 kc (semigamma principale OM2) e da 690 kc a 500 kc (semigamma spostata OM1), con una bobina, un condensatore fisso e due rotazioni del condensatore variabile di circa 260 pF, per ciascuno dei due circuiti accordati. (C in fig. 5.1).

Apparecchi con una o più gamme ad onda corta.

IL CONDENSATORE VARIABILE PER LA GAMMA ONDE CORTE. — Nella gamma onde medie, con una rotazione del condensatore variabile, per es. di 480 pF, si passa da un estremo all'altro della gamma, da 500 a 1600 kc; nella gamma onde corte invece con la rotazione dello stesso cond. var. si passa da 6200 kc a 19 200 kc, e si copre un'estensione assai più vasta di frequenze. Questo è un fatto di basilare importanza.

Ciò avviene perchè al condensatore variabile corrisponde il rapporto di frequenza di 3,2, come già accennato; sicchè mentre si passa da 500 kc a 500 × 3,2 = = 1600 kc con una sola rotazione del variabile, così si passa da 6200 a 6200 × 3,2 = 19,840 kc; ma mentre l'estensione da 500 a 1600 kc è di 1100 kc, quella da 6200 a 19 840 è 12 volte maggiore, e perciò il trattino delle emittenti onde corte sulla scala parlante è 12 volte più piccolo delle emittenti ad onde medie. Ne consegue una maggiore difficoltà nella ricerca delle emittenti onde corte.

Questo inconveniente si può ovviare in un modo solo: riducendo la capacità del cond. var. e aumentando quindi il numero delle gamme onde corte. La capacità del cond. var. si può ridurre in tre modi diversi, tutti e tre ampiamente diffusi in pratica, da cui la diversità esistente tra gli apparecchi radio.

RIDUZIONE DI CAPACITÀ CON DIVISIONE DELLO STATORE. — Per la gamma onde corte è possibile adoperare solo una parte della capacità del condensatore variabile approfittando del fatto che le sue lamine fisse (statore) sono riunite e fissate ad una basetta isolante di sostegno. Basta dividere il gruppo delle lamine fisse in due gruppi, come in fig. 5.2 nella quale un gruppo (*sezione maggiore del variabile*) comprende 10 lamine fisse, e l'altro 2 sole lamine fisse (*sezione minore*). La capacità per

lamina è, in media, di 40 pF; per le onde medie si adoperano i due gruppi riuniti, 480 pF; per le onde corte si adopera il gruppo minore, di 80 pF. Ciò nel caso che le gamme OC siano 4, se le gamme OC sono 2 allora la sezione minore deve essere di 4 lamine e 160 pF.

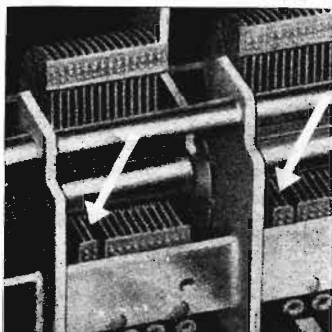


Fig. 5.2. - Se la gamma onde medie è intera, la capacità del condensatore variabile risulta eccessiva nelle gamme onde corte e cortissime. Per queste gamme viene perciò utilizzata una piccola parte del condensatore, indicata dalle freccie.

La sezione maggiore del variabile è collegata alla bobina onde medie, come in fig. 5.3; quella minore è collegata all'entrata della valvola. Nella posizione del commutatore in figura, è inserita la gamma onde corte; con un altro scatto del commutatore nel senso della freccia verrebbe inserita la gamma onde cortissime; con uno scatto in senso opposto verrebbe inserita la gamma onde medie. In figura è indicato che il commutatore provvede a cortocircuitare e mettere a terra la bobina o le bobine non inserite, a frequenza minore.

RIDUZIONE DELLA VARIAZIONE DI CAPACITÀ CON CONDENSATORE FISSO. — È possibile ridurre la capacità del condensatore variabile anche senza dividere

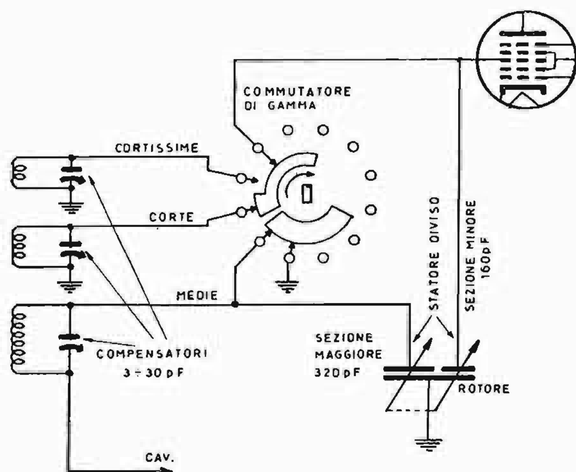


Fig. 5.3. - La capacità minore del variabile è sempre collegata alla valvola, la capacità maggiore è sempre collegata alla bobina onde medie.

lo statore in due parti (ciò che è brevettato) come nelle figg. 5.2 e 5.3, e ciò con un condensatore fisso in serie, approfittando del fatto che la capacità complessiva di due condensatori in serie è minore del più piccolo di essi. In fig. 5.4 il condensatore variabile è di 490 pF, e quando il commutatore è nelle posizioni onde corte o onde cortissime, esso si trova in serie con un condensatore fisso di 280 pF, detto *condensatore riduttore*.

Mentre senza il condensatore riduttore la variazione di capacità va da 11 a 490 pF, con il riduttore in serie essa va da 10 a 179 pF circa, infatti (490 × 280) : (490 + 280) = 179 circa. La variazione di capacità da 10 a 179 è bene adatta per le due gamme

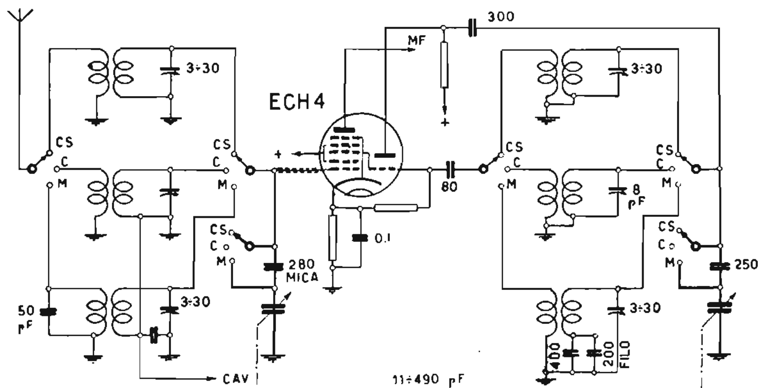


Fig. 5.4. - Invece di dividere la capacità del variabile si può ridurne la capacità con un condensatore fisso in serie.

onde corte e cortissime. Questo metodo è usato in molti apparecchi, ma particolarmente nei ricevutori Philips, Marelli e CGE. Se le gamme onde corte e cortissime fossero state quattro anzichè due, la capacità del riduttore avrebbe dovuto essere di circa 100 pF, in modo da ottenere una più forte riduzione di capacità del cond. variabile.

DIVISIONE DELLE GAMME ONDE MEDIE E ONDE CORTE. — Gli apparecchi con gamma onde medie divisa in due parti possiedono un condensatore variabile di piccola capacità, in media di 140 pF invece di 480 pF, ciò che costituisce un importante vantaggio, poichè elimina il problema della riduzione di capacità del variabile, essendo questa capacità proprio quella adatta per le gamme onde corte. È per questa ragione, oltre quella del minor costo e del minor ingombro del condensatore variabile, che gli apparecchi con la gamma onde medie divisa si sono tanto diffusi in questi ultimi anni. Sono di questo tipo molti modelli Magnadyne, Marelli, CGE, Philips, Phonola, ecc.

Nell'esempio di fig. 5.5 le gamme sono cinque, due medie, due corte e una

cortissima. Il variabile di 140 pF si presta benissimo alla esplorazione delle due gamme onde medie e delle due gamme onde corte, dato che il suo rapporto di capacità è di 2,24 — come detto avanti — al quale corrisponde il rapporto di frequenza di 1,8, come necessario. Per la quinta gamma invece questo rapporto di frequenza è troppo grande; essa va da 16 a 12 metri ossia da 18 750 a 25 000 chilocicli, perciò il rapporto di frequenza necessario è di 25 000 : 18 750 = 1,33 circa. Occorre una minore va-

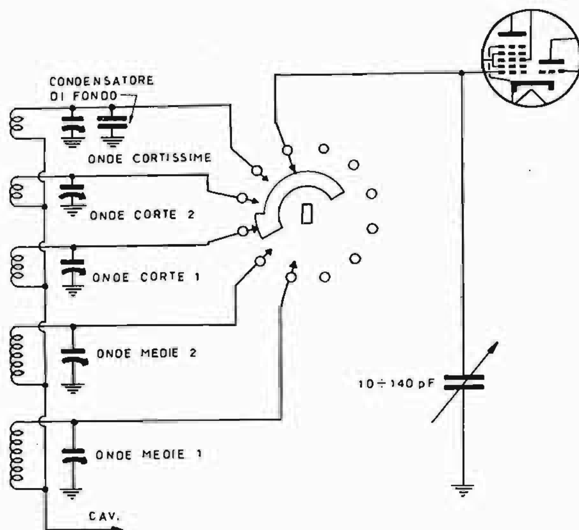


Fig. 5.5. - In questo caso la gamma onde medie è divisa, e la capacità del variabile è molto ridotta, per cui risulta bene adatta anche per le gamme onde corte e cortissime.

riazione di capacità, la quale si può ottenere in due modi: a) con condensatore fisso in serie al variabile, *b*) con condensatore fisso in parallelo al variabile. Quest'ultimo sistema è quello che generalmente viene impiegato per cui si constata che proprio la gamma ad onda più corta è provvista di condensatore fisso di capacità elevata in parallelo alla sua bobina. È detto *condensatore di fondo*, e non fa altro che aumentare la capacità residua del circuito, in modo da diminuire il rapporto di capacità e quindi quello di frequenza, nel modo già detto.

In fig. 5.5 è indicato un *compensatore di accordo* per ciascuna gamma d'onda; in pratica però le due gamme a frequenza più alta, onde corte 2 e cortissime, sono senza compensatore, in quanto la taratura è pressoché inutile.

COMMUTAZIONE DI GAMMA CON BOBINE IN SERIE. — Un altro esempio simile al precedente, con gamma onde medie divisa e due gamme onde corte, è quello

di fig. 5.6. Le quattro bobine sono poste in serie, come recentemente è stato ripreso nella tecnica degli apparecchi radio, ciò che consente un minor numero di spire per le varie bobine, dato che nella posizione OM1 sono inserite tutte e quattro le bobine, nella posizione OM2 sono inserite tre bobine, ecc. Un altro vantaggio consiste nella facile esclusione delle bobine non inserite, conseguenza dello stesso inserimento delle

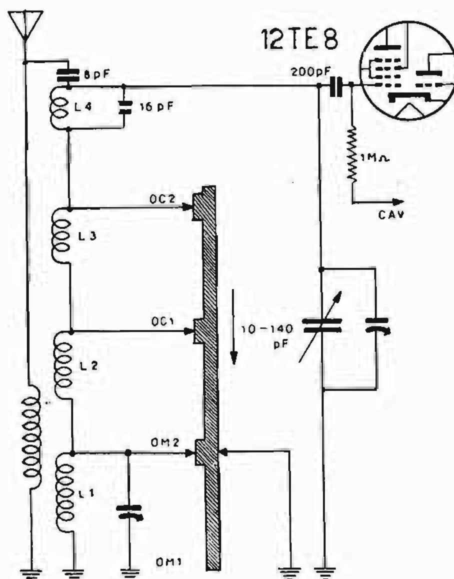


Fig. 5.6. - La tendenza più recente è quella di dividere la gamma onde medie utilizzando due bobine, come in B) di fig. 5.1, e di collegare le varie bobine in serie.

bobine. Infine non è necessaria una bobina d'antenna per ciascuna gamma d'onda, basta una sola bobina d'antenna, più un condensatore di piccola capacità (8 pF, costituito da una spira) per le gamme OC1 e OC2.

La fig. 5,6 si riferisce ad apparecchi Magnadyne, ma lo stesso sistema è usato anche da altri costruttori, tra i quali la Philips e la CGE.

APPARECCHI A GAMME SPOSTATE. — Alcuni apparecchi di piccole dimensioni sono a quattro gamme d'onda, delle quali due principali e due spostate, quest'ultime ottenute con l'aggiunta di un *condensatore di spostamento*, secondo il principio indicato in C di fig. 5.1. A questo tipo appartengono molti modelli Phonola, il 285 CGE e vari altri.

In fig. 5.7 — si riferisce al mod. 285 della CGE — vi sono due bobine, quelle

delle gamme OM1 e OC1; le altre due gamme, OM2 e OC2, risultano dall'aggiunta in parallelo al cond. var. del *condensatore di spostamento* di 200 pF. Lo stesso condensatore serve per il passaggio da OM1 a OM2 come per quello da OC1 a OC2. L'azione di questo condensatore è stata illustrata già varie volte nelle pagine precedenti.

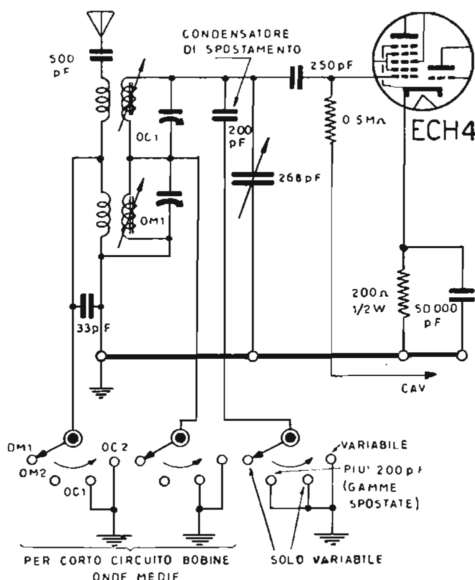


Fig. 5.7. - Le gamme di ricezione sono quattro benchè i circuiti accordati siano due soli. Due gamme sono ottenute con la semplice aggiunta di un condensatore fisso di 200 pF (il condensatore di spostamento). Questo sistema è molto usato in apparecchi di piccole dimensioni.

Questa disposizione ha il vantaggio di poter offrire quattro gamme d'onda con il minimo materiale, con due sole bobine invece di quattro per ciascun circuito — e per di più possono essere in serie, come in figura — nonchè di poter adoperare un cond. var. di 268 pF invece di altro di 490 pF. Ha lo svantaggio della poca estensione delle gamme spostate — OM2 e OC2 — che sono circa la quinta parte delle principali.

L'espansione delle gamme onde corte.

PRINCIPIO DELL'ESPANSIONE DI GAMMA. — Gli apparecchi con poche gamme onde corte, una o due, hanno spesso la possibilità di espandere qualche tratto di tali

gamme su tutta la scala parlante, in modo da facilitare la sintonia di un dato gruppo di emittenti. Se, ad es., vi è una sola gamma onde corte, da 50 a 20 metri, è opportuno espandere il tratto di gamma che va da 25 a 30 metri, in modo che questo tratto occupi tutta la scala parlante. L'apparecchio è in tal caso a due gamme d'onda, medie e corte, e una *banda allargata* detta anche *banda espansa* o *banda dilatata*.

Si giunge a questo importante risultato in modo semplicissimo, collegando in parallelo al condensatore variabile un condensatore fisso di capacità adatta, in genere da 100 a 140 pF. Il principio è quello stesso dello spostamento di gamma. Il condensatore di spostamento (di cui il principio in fig. 5.1 C) è di capacità maggiore, da 180 a 240 pF, che è quella necessaria per far iniziare la gamma spostata alla fine della gamma principale. Mentre il condensatore di spostamento fa iniziare la nuova gamma *fuori* dalla principale, quello di espansione fa iniziare la nuova gamma *dentro* la gamma principale, e perciò è di capacità minore.

Come si è visto, la gamma ottenuta con il condensatore fisso in parallelo al variabile è circa la quinta parte di quella principale, sicchè con questo condensatore fisso si ottiene la possibilità di espandere un quinto della gamma su tutta la scala parlante, aumentando di cinque volte l'ampiezza del trattino di ciascuna emittente. Con un certo numero di *condensatori espansori* di capacità diversa, da inserire uno per volta in parallelo al variabile, si possono ottenere altrettante bande di ricezione, per es. 5 o 6, e rendere inutili le gamme onde corte, come appunto avviene in qualche apparecchio di costruzione recente.

APPARECCHIO AD UNA BANDA ALLARGATA. — Come detto all'inizio, il sistema dell'allargamento di banda è particolarmente utile quando vi è una sola gamma onde corte, come nel caso del ricevitore Philips BI 482/A, di cui la fig. 5.8 indica il circuito d'entrata. Il condensatore variabile è di 490 pF, perciò è necessario un condensatore in serie, di 264 pF, per la riduzione della capacità nella gamma onde corte. Questo condensatore il cui principio è già stato illustrato (v. fig. 5.4), è sempre in serie al variabile, e viene cortocircuitato quando il commutatore si trova nella posizione onde medie. La banda allargata da 25 a 30 m risulta dall'aggiunta in parallelo al variabile di un secondo condensatore fisso, l'espansore, di 140 pF.

Il condensatore fisso di 100 pF, presente all'entrata della valvola, ha lo scopo di consentire l'applicazione della tensione CAV mediante la resistenza di 0,8 megaohm.

APPARECCHIO A TRE BANDE ALLARGATE. — La fig. 5.9 illustra i circuiti d'entrata di un apparecchio a tre gamme d'onda e a tre bande allargate. Il cambio-gamma è a tre sezioni ed a sei posizioni, le seguenti nel senso delle lancette dell'orologio: gamma medie, prima banda corte, seconda banda corte, gamma corte, banda cortissime, gamma cortissime.

Il condensatore variabile ha lo statore diviso quindi non è necessario il condensatore riduttore dell'esempio precedente (fig. 5.8). Le tre bande allargate sono ottenute nel solito modo, con l'aggiunta di un condensatore di fondo in parallelo al cond. variabile.

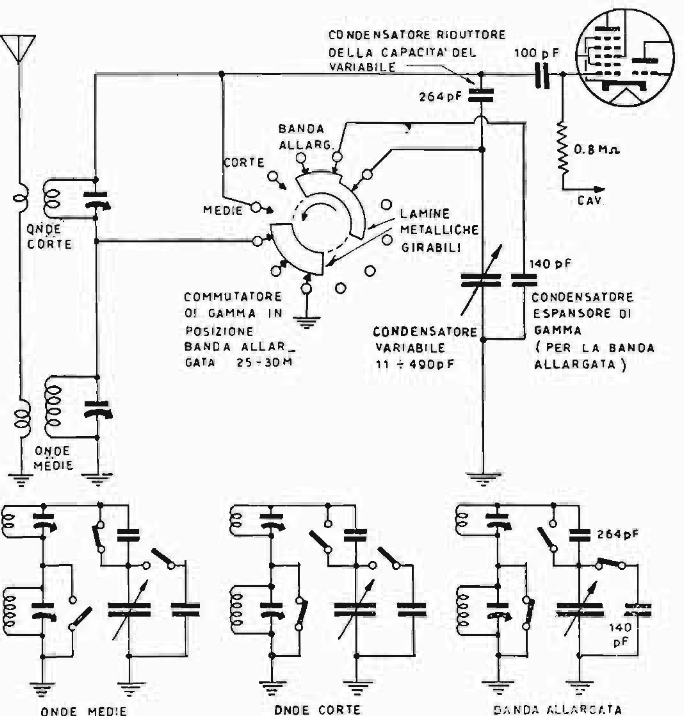


Fig. 5.8. - Circuiti d'entrata di un piccolo ricevitore Philips. Per la gamma onde corte la capacità del variabile è ridotta con un condensatore in serie; per ottenere la banda allargata viene inserito un secondo condensatore fisso in parallelo

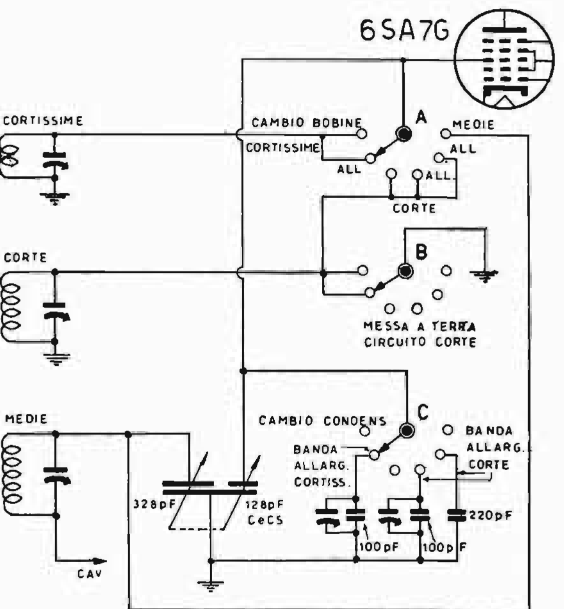


Fig. 5.9. - Negli apparecchi recenti le molte gamme di ricezione sono state sostituite da molte bande allargate, ottenute con la semplice aggiunta di condensatori fissi di varia capacità in parallelo al condensatore variabile. In questo esempio le gamme sono tre, e altrettante sono le bande allargate.

La sezione A del cambio-gamma (in alto) serve per l'inserzione delle tre bobine; la sezione B (al centro) serve soltanto per la messa a terra del circuito accordato onde corte quando è inserito il circuito onde cortissime, allo scopo di evitare il fenomeno di assorbimento; la sezione C (in basso) ha lo scopo di inserire le capacità relative alle tre bande allargate.

Esempio pratico di commutazione di gamma e cambio banda.

La fig. 5.10 illustra un esempio di commutazione di tre gamme d'onda — lunghe, medie e tropicali, quest'ultime da 120 a 40 metri — e di quattro bande d'onda — a 31 m, a 25 m, a 19 m e a 16-13 metri. Lo schema è uno dei più complessi e si riferisce agli apparecchi Marelli 10A05 e 10F37 nonchè all'Irradio K8.

In figura sono indicati, per semplicità, i soli circuiti d'antenna e d'entrata; quelli d'oscillatore sono simili. Il condensatore variabile è a due sezioni, di 10-480 pF, una delle quali è presente in figura. Il commutatore di gamma consiste in quattro parti, corrispondenti alle quattro faccie dei due elementi, dei quali il primo — a sinistra in figura — per il cambio delle bobine d'antenna, e l'altro — a destra — per il cambio delle bobine d'entrata.

Sulla faccia anteriore del primo elemento (a sinistra, in basso) può girare una lamina metallica, la quale è in costante contatto con l'antenna, che è collegata al *contatto lungo*. Gli altri sette contatti sono corti, ed a ciascuno di essi fa capo una delle dette bobine d'antenna. In figura il commutatore è in posizione onde lunghe, perciò la prima bobina in alto è collegata all'antenna.

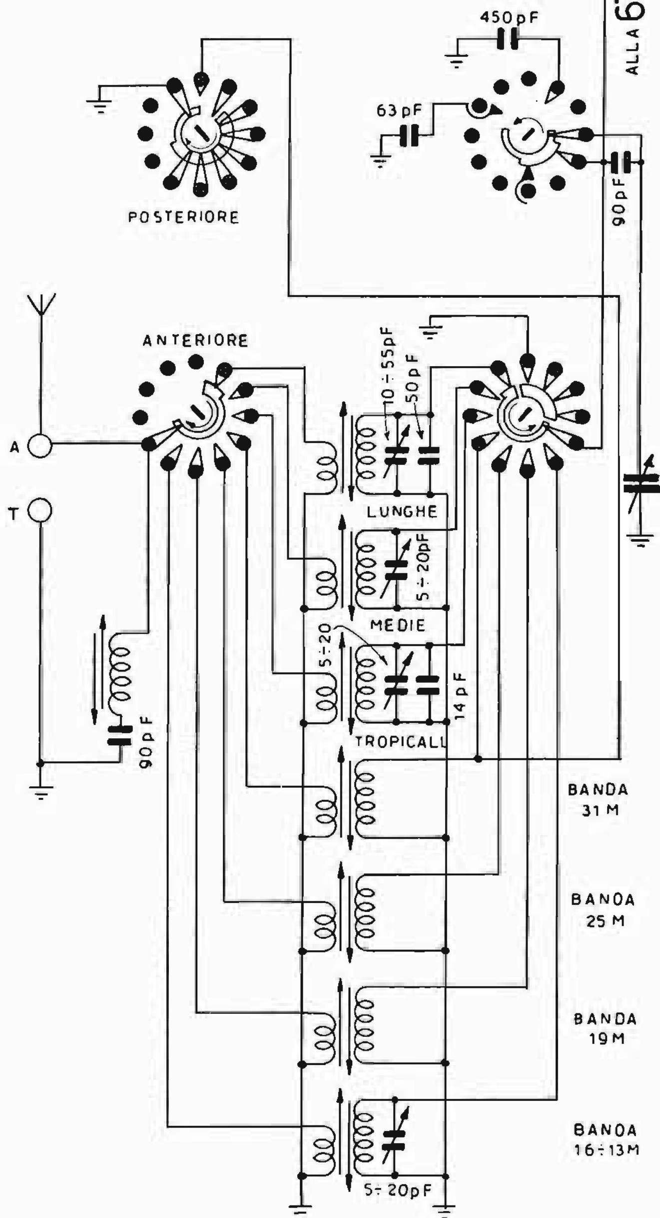
Sull'altra faccia dello stesso primo elemento (a sinistra, in alto) può girare un'altra lamina metallica, che ha lo scopo di cortocircuitare e di mettere a terra le bobine non inserite. I collegamenti non sono disegnati, poichè sono quelli stessi dell'altra faccia — in basso, in figura. — I contatti di questa faccia sono tutti lunghi, ad eccezione di uno, il quale ha un compito particolare, che si vedrà subito.

Sulla faccia anteriore del secondo elemento (a destra, in basso) vi sono due lamine metalliche girabili, una delle quali è collegata alla valvola convertitrice e serve ad inserire, una per volta, le sette bobine d'entrata con i loro compensatori; l'altra lamina è collegata a terra e serve per cortocircuitare e mettere a terra le bobine non inserite. Questo però è possibile solo in parte; infatti il commutatore ha 12 posizioni, mentre per inserire le sette bobine e per metterle a terra sarebbe necessario che avesse 16 posizioni, 2 volte 7 per le bobine, più un contatto per l'entrata della valvola a un altro contatto per la terra. Per le bobine d'antenna il problema è stato risolto facilmente, adoperando una faccia dell'elemento per l'inserzione delle bobine, e l'altra faccia (quella in alto) per il cortocircuito e la messa a terra. Ma l'altra faccia del secondo elemento (a destra, in alto) non può venir adoperata per il cortocircuito

Fig. 5.10. - Esempio di complesso AF a tre gamme e quattro bande allargate. →

COMMUTATORE DI GAMMA

PRIMO ELEMENTO SECONDO ELEMENTO



e la messa a terra delle bobine d'entrata, poichè essa ha un altro scopo, quello di inserire i condensatori riduttore e espansore. La lamina mobile può cortocircuitare e mettere a massa solo tre bobine, ed è per questa ragione che la quarta bobina — banda dei 31 metri — è collegata al contatto corto della faccia posteriore del primo elemento (a sinistra, in alto). (È necessario che tutte le sette bobine possano essere cortocircuitate e a terra, essendo questa la posizione FONO).

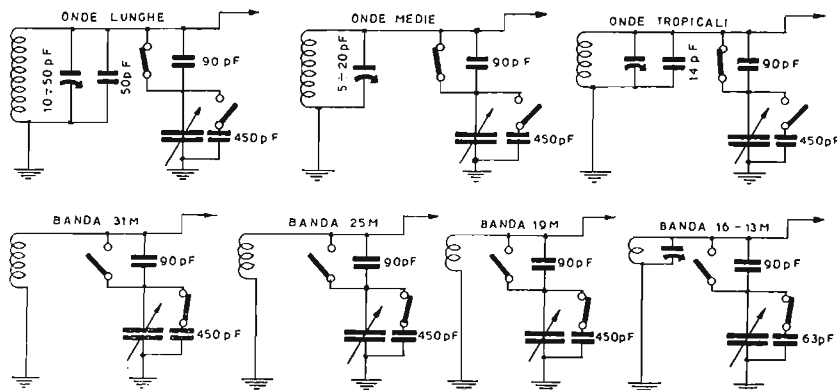


Fig. 5 .11. - Come si ottengono le varie gamme e bande di ricezione mediante l'aggiunta di un condensatore in serie e di un altro in parallelo. Questa figura chiarisce i circuiti della precedente. (Apparecchi Marelli).

IL CAMBIO BANDE ONDE CORTE. — L'intera variazione di capacità disponibile è di 470 pF, e viene utilizzata per le tre gamme d'onda, con un rapporto di frequenza di circa 3. Per le quattro bande onde corte, questa variazione di capacità è eccessiva e viene ridotta con il solito sistema del condensatore in serie (riduttore), che è di 90 pF, nonchè con un condensatore in parallelo al variabile, che è di 450 pF per le tre prime bande e di 63 pF per la quarta banda. Ciò affinchè le tre prime bande siano estese circa 400 kc ciascuna, in modo che la rotazione del variabile consenta il passaggio da un estremo all'altro di un tratto ridottissimo della gamma onde corte, con conseguente grande ampiezza del trattino indicatore delle emittenti. Ma la quarta banda comprende in realtà due bande, quella di 16 e quella di 13 metri, e si estende da 17 750 a 21 700 kc, per complessivi 2950 kc, circa tre volte la gamma onde medie, per cui è necessaria una maggior variazione di capacità e quindi una minore residua. Il condensatore in serie di 90 pF è sempre necessario, poichè il rapporto di frequenza è di 1,22 pF per la quarta banda, mentre è di 3, come detto, per le tre prime gamme.

2. — APPARECCHI A MODULAZIONE D'AMPIEZZA E DI FREQUENZA.

Caratteristiche della ricezione FM.

I segnali provenienti dalle stazioni a *modulazione di frequenza* (FM) vengono amplificati in alta, media e bassa frequenza esattamente come quelli provenienti dalle comuni stazioni a *modulazione di ampiezza* (AM). Nonostante ciò, la ricezione delle emittenti a modulazione di frequenza non è possibile con gli apparecchi usuali; non basta aggiungere due bobinette di poche spire al loro gruppo di alta frequenza ed una posizione in più, quella per le onde ultracorte FM, al commutatore di gamma, per il fatto che la media frequenza degli apparecchi usuali, compresa tra 455 e 470 chilocicli, è troppo bassa per consentire anche la ricezione delle onde ultracorte.

Alle emittenti a modulazione di frequenza è assegnata la gamma da 88 a 108 megacicli, ossia da 88 000 a 108 000 chilocicli. La media frequenza di 470 chilocicli è stata scelta per la ricezione delle emittenti ad onda media, comprese nella gamma da 500 a 1500 chilocicli. Per cui mentre è agevole cambiare la frequenza ad es. di 1000 chilocicli in quella di 470 chilocicli, è praticamente impossibile cambiare la frequenza di 100 000 chilocicli in quella di 470 chilocicli; per mantenere le proporzioni, bisognerebbe cambiarla in quella di 47 000 chilocicli.

Gli apparecchi radio sono normalmente provvisti di due circuiti accordati, quello d'entrata e quello d'oscillatore; quello d'entrata è accordato sulla frequenza in arrivo, per es. di 1000 chilocicli, mentre quello d'oscillatore è accordato sulla stessa frequenza in arrivo più quella della media frequenza, ad es. $1000 + 470 = 1470$ chilocicli. Vi è una notevole differenza tra la frequenza d'accordo del circuito d'entrata (1000 chilocicli) e la frequenza d'accordo del circuito d'oscillatore (1470 chilocicli), per cui non vi può essere reazione dell'uno sull'altro, ed il funzionamento dell'apparecchio è stabile. Ma quando la frequenza in arrivo è, per es., di 25 000 chilocicli, pari all'onda di 12 metri, uno dei circuiti è accordato a tale frequenza mentre l'altro è accordato a quella di 25 470 chilocicli. Vi è poca differenza tra queste due frequenze, per cui il funzionamento dell'apparecchio non è più stabile, e l'oscillatore « slitta ». Sarebbe opportuno che gli apparecchi attuali ad onde medie, corte e cortissime, avessero due medie frequenze, la solita a 470 chilocicli per le onde medie, ed una più alta, per es. a 4700 chilocicli, per le onde corte e cortissime, ma ciò comporterebbe complicazioni costruttive notevoli, per cui viene utilizzata la media frequenza bassa, a 470 kc, anche per le onde cortissime, per la quale è inadeguata.

La media frequenza meglio adatta per una data gamma di ricezione è un poco superiore alla metà dell'estensione della gamma stessa. Quella per la gamma delle onde medie, da 500 a 1500 chilocicli, è di 520 chilocicli, essendo l'estensione di gamma di 1000 chilocicli; la metà di tale estensione è 500 kc, quindi la media frequenza è di 520 kc. Ma poichè la frequenza di 520 kc è presente nella gamma stessa, si è scelta quella di 470 kc, un po' fuori della gamma. *L'estensione della gamma FM è di* $108 - 88 = 20$ *megacicli, quindi la media frequenza è di 10,7 megacicli.*

Affinchè possano consentire la ricezione delle emittenti ad onde medie, corte

e cortissime a modulazione d'ampiezza, e le onde ultracorte a modulazione di frequenza, gli apparecchi radio devono avere almeno due medie frequenze, quella a 470 kc e quella a 10,7 megacicli.

La valvola convertitrice può rimanere la stessa, e così la valvola amplificatrice a media frequenza; è necessario che i circuiti accordati d'entrata e d'oscillatore siano estesi anche alle onde ultracorte, e che ai trasformatori a media frequenza a 470 chilocicli vengano aggiunti altri a 10,7 megacicli. Poichè, però, il guadagno di uno stadio d'amplificazione diminuisce con il crescere della frequenza, non basta una sola valvola amplificatrice MF a 10,7 megacicli, ne occorrono due o tre. La prima valvola MF può essere in comune per la MF a 470 kc e per la MF a 10,7 Mc; la MF a 470 kc amplificata può passare al rivelatore, mentre la MF a 10,7 Mc deve venir ancora amplificata da una o da due valvole MF.

La rivelazione a modulazione di frequenza.

PRINCIPI BASILARI. — I segnali provenienti dalle emittenti FM possono venir amplificati ad alta ed a media frequenza, e possono venir convertiti dall'alta alla media frequenza, esattamente come quelli provenienti dalle emittenti AM, ma non

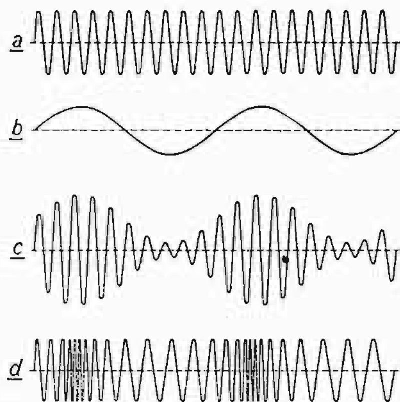


Fig. 5.12. - a) forma delle onde radio senza modulazione; b) forma dell'onda sonora di modulazione; c) MODULAZIONE D'AMPIEZZA; d) MODULAZIONE DI FREQUENZA.

possono venir rivelati nello stesso modo. La ragione di questo fatto risulta evidente dal confronto tra i due sistemi di modulazione.

La fig. 5.12 indica in a) la forma delle onde radio diffuse da una qualsiasi stazione emittente, in assenza di modulazione; l'ampiezza e la frequenza di esse si

conservano eguali. Nella stessa figura, in *b*) è indicata la forma d'onda di un suono, da trasmettere con le onde radio indicate in a). Se l'emittente è del tipo *a modulazione di ampiezza* (AM), non appena è presente il segnale *b*) la forma delle onde radio *a*) diventa quella indicata in *c*), varia la loro ampiezza mentre rimane costante la loro frequenza, ossia la loro lunghezza. Se, invece, l'emittente è del tipo *a modulazione di frequenza* (FM), il segnale *b*) modula le onde radio *a*) e la loro forma diventa quella indicata in *d*), varia la frequenza, ossia la lunghezza d'onda, mentre rimane invariata l'ampiezza.

Se vien fatta variare l'ampiezza, la massima modulazione, al 100 %, è raggiunta quando l'ampiezza del segnale *b*) è uguale all'ampiezza delle onde radio *a*); è circa il caso indicato in *c*). Se, invece, vien fatta variare la frequenza, la massima modulazione, al 100 %, è raggiunta quando la frequenza delle onde radio è di *75 chilocicli in più o in meno rispetto la frequenza portante*, quella delle onde radio in assenza di modulazione, la quale vien detta *frequenza di centrobanda*. Mentre la *larghezza del canale AM* è di 9 chilocicli, la *larghezza del canale FM* è di 150 chilocicli. Per tale ragione, le trasmissioni FM sono confinate nella gamma delle onde ultracorte, data l'enorme estensione di tale gamma.

Il più semplice rivelatore FM potrebbe consistere in un circuito accordato seguito da un cristallo; per effetto della selettività del circuito accordato, le variazioni di frequenza dei segnali FM in arrivo si trasformerebbero in variazioni di tensione presenti ai suoi capi. Si tratterebbe di variazioni di tensione ad alta frequenza, che il cristallo provvederebbe a rettificare, ossia a convertire in variazioni di tensione a bassa frequenza, ricevibili con la cuffia telefonica.

Con piccoli apparecchi a reazione o a super-reazione, ad una o due valvole, è possibile la ricezione delle emittenti FM come se fossero AM, senza nessuna variante. I segnali FM vengono rivelati per effetto della selettività del circuito d'entrata, ma non si tratta che di una rivelazione parziale.

Per ottenere la rivelazione completa dei segnali FM è necessario che i circuiti accordati dello stadio rivelatore siano appositamente tarati affinchè la deviazione di frequenza corrispondente alla modulazione determini, all'uscita del rivelatore, un proporzionato segnale a bassa frequenza, ossia è necessario che la rivelazione sia lineare per tutta, o quasi, la deviazione di frequenza corrispondente alla modulazione. A tale scopo vengono usati rivelatori a due diodi, oppure rivelatori a valvola multigriglia.

RIVELATORI A DUE DIODI. — Un esempio di rivelatore FM a due diodi è quello di fig. 5.13. I due diodi sono collegati circa come due valvole finali in controfase, per cui il secondario del trasformatore MF è provvisto di presa al centro. L'accoppiamento è induttivo ed anche capacitivo, ottenuto con un condensatore, per es. di 25 pF. Data la presenza di tale condensatore, le tensioni ai due diodi non sono eguali e contrarie, come avviene per le tensioni alle griglie delle valvole in controfase, poichè a ciascun diodo è applicata metà della tensione ai capi del secondario più la tensione del primario, tramite il condensatore. A variazioni di frequenza, in

più o in meno, i due sistemi di accoppiamento si comportano in modo diverso, per cui quando la frequenza del segnale aumenta, la tensione aumenta ad uno dei diodi e diminuisce all'altro, e viceversa quando la frequenza del segnale diminuisce.

Il segnale rivelato, a bassa frequenza, è presente ai capi delle due resistenze di carico poste in serie, ossia è presente tra un estremo delle due resistenze e massa, sicchè un catodo è a massa. Esso consiste nella differenza tra le tensioni esistenti ai capi di ciascuna delle resistenze di carico.

Questo rivelatore FM vien detto *discriminatore di fase* o soltanto *discriminatore* o anche *rivelatore di Foster-Seeley* o *limiter discriminator* o *rivelatore a differenza.*

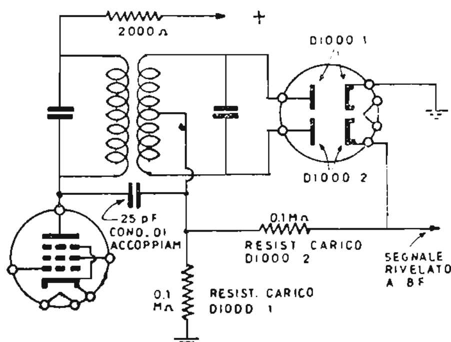


Fig. 5.13. - RIVELATORE FM A DISCRIMINATORE.
La tensione BF di rivelazione risulta dalla differenza tra le tensioni esistenti ai capi delle due resistenze di carico.

Si può notare che i due diodi del discriminatore di fig. 5.13 sono in parallelo; essi possono venir collegati anche in serie, ed in tal caso ne risulta un secondo tipo di rivelatore FM, quello di fig. 5.14. Gli estremi del secondario sono collegati alla placca di uno dei diodi e al catodo dell'altro. La differenza di fase è provocata dalla presenza di un terzo avvolgimento, il *terziario*. Il segnale a bassa frequenza, prelevato dalla presa tra i due condensatori C1 e C2, non consiste nella differenza tra le due tensioni, quelle ai capi delle due resistenze di carico dell'esempio precedente, ma nel rapporto tra le tensioni ai capi dei due condensatori C1 e C2.

Le resistenze R1 ed R2 sono quelle di carico dei due diodi; il condensatore elettrolitico C3 ha lo scopo di paralizzare il rivelatore in presenza di variazioni di ampiezza, dovute alla presenza di disturbi.

Questo secondo rivelatore FM vien detto *a rapporto* o *ratio detector*.

L'efficienza dei due rivelatori è pressochè la stessa. Il rivelatore a rapporto offre il notevolissimo vantaggio di eliminare i disturbi, come detto, nonchè la possibilità di prelevare una tensione di polarizzazione per il controllo automatico del

guadagno delle amplificatrici MF. Presenta l'inconveniente di richiedere una messa a punto molto accurata e non facile.

Il discriminatore, invece, non può eliminare i disturbi, in quanto rivela sia le modulazioni di frequenza del segnale che quelle di ampiezza, dovute ai disturbi, ma può venir messo a punto più facilmente, per cui è da preferire nei piccoli apparecchi FM e negli adattatori per dilettanti. È utilizzato anche nei grandi apparecchi preceduto però da uno o due stadi di *amplificazione limitata a media frequenza* detti *limitatori* (limiters). Non appena l'ampiezza del segnale aumenta, ciò che può avvenire solo per presenza di disturbi, questi limitatori da amplificatori MF diventano rivelatori, rivelano l'eccesso di ampiezza corrispondente ai disturbi, i quali vengono in tal modo eliminati prima di giungere al discriminatore. Differiscono dagli altri stadi a MF per essere provvisti di una resistenza e di un condensatore di rivelazione. Nei

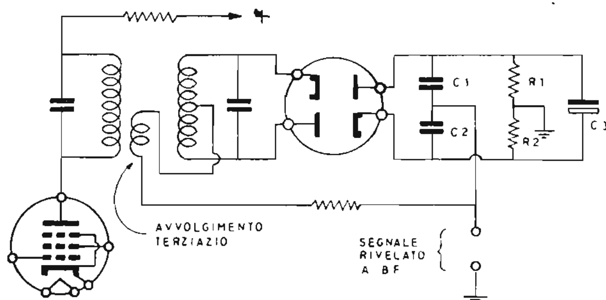


Fig. 5.14. - RIVELATORE FM A RAPPORTO (RATIO DETECTOR). — La tensione BF di rivelazione risulta dal rapporto tra le tensioni ai capi dei due condensatori C 1 e C 2.

grandi apparecchi FM, il discriminatore è preceduto da tre stadi d'amplificazione a media frequenza, di cui gli ultimi due ad amplificazione limitata, ossia limitatori; dato che l'amplificazione è limitata, è necessario uno stadio in più; con il ratio detector occorrono due stadi MF, con il discriminatore, per ottenere lo stesso risultato, sono necessari tre stadi MF.

RIVELATORI FM CON VALVOLA NOVAL EQ80. — La EQ80 è una valvola noval della serie 80, a sette griglie, detta *enneodo*. Ha due entrate, una alla terza e l'altra alla quinta griglia. Queste due griglie consentono il passaggio alla corrente elettronica solo quando sono positive, ossia solo quando giungono ad esse le semionde positive del segnale da rivelare, e ciò grazie alla presenza delle altre cinque griglie. Le due entrate della EQ80 sono collegate una al primario e l'altra al secondario del trasformatore di media frequenza. La terza griglia è collegata al secondario, e la quinta al primario, come indica la fig. 5.15. Nel circuito di placca della valvola MF prece-

dente vi è un'impedenza alta frequenza, da 1 millihenry; l'accoppiamento tra il circuito di placca e il primario del trasformatore MF è ottenuto con un condensatore di 220 pF.

Quando il segnale è senza modulazione, la corrente anodica della EQ80 è di 0,25 mA; non appena è presente la modulazione, e la frequenza del segnale aumenta e diminuisce continuamente ai due lati della frequenza di centrobanda (10,7 Mc), anche la corrente anodica aumenta e diminuisce continuamente, in proporzione li-

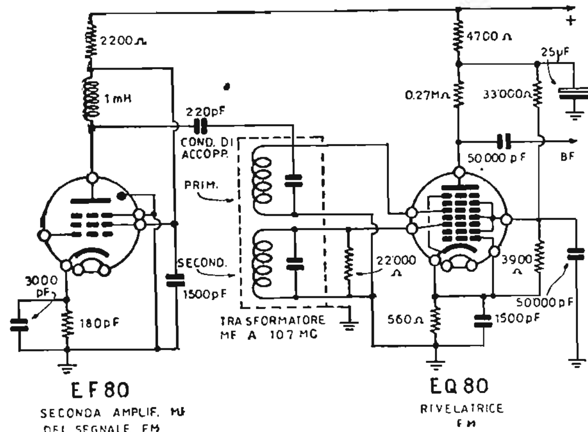


Fig. 5.15. - RIVELATORE FM A VALVOLA MULTIGRIGLIA. — Si basa sulla differenza di fase della corrente di griglia schermo, la quale viene perciò esaltata dalla presenza di un circuito accordato.

neare. Le due entrate della EQ80 si comportano un po' come una feritoia la cui apertura vari con il variare della modulazione. Da ciò la rivelazione dei segnali FM. Ciò avviene per il fatto che in assenza di modulazione, il segnale presente ai capi del primario e del secondario del trasformatore MF è in quadratura di fase. Tale differenza di fase aumenta quando aumenta la frequenza del segnale, e diminuisce la frequenza del segnale, ossia varia al variare della modulazione. Di ciò è detto anche nel capitolo relativo alle valvole europee.

Valvole per apparecchi FM e per adattatori FM.

A) VALVOLE CONVERTITRICI DI FREQUENZA

1° - Valvole di tipo americano:

6BE6 pentagriglia miniatura, adatta per piccoli apparecchi FM.
6J6 doppio triodo a catodo unico, un triodo mixer e l'altro oscillatore.
21AT7 doppio triodo a due catodi, un triodo mixer e l'altro oscillatore.

954-955 954 pentodo a ghianda quale mixer e 955 triodo a ghianda quale oscillatore.
9003-9002 9003 pentodo a ghianda quale mixer e 9002 triodo a ghianda quale oscillatore.

2° - Valvole di tipo europeo:

ECH42 triodo eptodo, convertitore di frequenza.
ECH81 triodo eptodo convertitore di frequenza.
EF42 pentodo utilizzabile da solo quale convertitore di frequenza.

B) VALVOLE AMPLIFICATRICI ALTA E MEDIA FREQUENZA

1° - Valvole di tipo americano:

6AU6 pentodo a mu fisso, adatta quale amplif. AF e quale limitatrice.
6BA6 pentodo a mu variabile, adatta per amplif. MF.
6SG7 pentodo octal usato nei primi apparecchi FM, a mu semivariabile.

2° - Valvole di tipo europeo:

EF41 pentodo a mu variabile, per alta e media frequenza.
EF42 pentodo amplificatore a banda larga, per alta e media frequenza.
EF51 pentodo amplificatore per frequenze super-alte.
EF80 pentodo noval a banda larga.
EF85 pentodo noval.

C) VALVOLE RIVELATRICI A MODULAZIONE DI FREQUENZA

1° - Valvole di tipo americano:

6AL5 doppio diodo a catodi separati, per discriminatore e ratio detector.
6H6 doppio diodo a catodi separati, usato nei primi apparecchi FM.
6S8GT triplo diodo e triodo ad alto mu, per rivelazione FM ed AM e per amplificazione BF.
6T8 come **6S8GT**, mà del tipo miniatura.

2° - Valvole di tipo europeo:

EB41 doppio diodo a catodi separati.
EABC80 triplo diodo e triodo.
EQ80 enneodo a sette griglie rivelatore a corrente di griglia-schermo.

Apparecchi a modulazione d'ampiezza e di frequenza.

CARATTERISTICHE SALIENTI. — È molto più difficile progettare e costruire apparecchi per la ricezione della emittente locale a modulazione di frequenza di quanto non sia progettare e costruire apparecchi per la ricezione di emittenti vicine e di quelle lontane, a modulazione d'ampiezza. Mentre non presenta alcuna particolare difficoltà, neppure per i principianti, costruire un apparecchio ad onde medie, la costruzione di un apparecchio, o di un adattatore, a modulazione di frequenza risulta invece laboriosa, ciò soprattutto per il fatto che si tratta di ricevere segnali ad onda ultracorta.

La ricezione delle emittenti FM avviene tramite un *adattatore FM*, la cui uscita è collegata alla presa fono dell'apparecchio ricevente AM, oppure con complessi *apparecchi a modulazione d'ampiezza e di frequenza*, AM/FM o solo FM.

Tre cause principali determinano la complessità dei circuiti e la difficoltà della realizzazione pratica: 1) l'elevatissima frequenza dei segnali FM, compresa nella gamma da 88 a 108 megacicli, 2) la larghissima banda delle frequenze di modulazione che occorre amplificare uniformemente, e 3) la necessità di un apposito rivelatore tarato ed equilibrato.

La valvola convertitrice degli apparecchi AM può venir usata anche per i segnali FM, ma poichè non è opportuno collegare i circuiti accordati FM al commutatore di gamma, è necessario usare una convertitrice separata. L'amplificazione a media frequenza può essere in comune, per i segnali a media frequenza AM ed FM, ma poichè la media frequenza FM è a 10,7 megacicli, l'amplificazione è modesta, ed è necessario almeno uno stadio MF in più, per la sola MF/FM. Per la rivelazione dei segnali FM è inoltre richiesta una apposita valvola, comprendente o seguita da una amplificatrice di tensione a bassa frequenza.

In fig. 5.16 sono posti a confronto i principi di funzionamento di due apparecchi, uno a modulazione d'ampiezza ed uno a modulazione di frequenza.

Gli apparecchi AM/FM si possono classificare in due grandi gruppi: quelli con

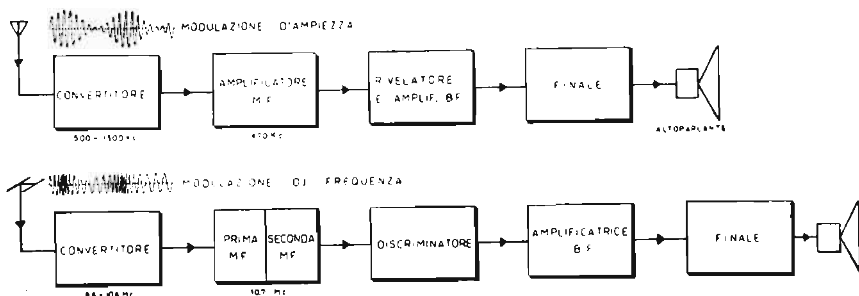


Fig. 5.16. - In alto, **APPARECCHIO A MODULAZIONE D'AMPIEZZA**; essendo bassa la MF con cui lavora richiede una sola valvola MF; In basso, **APPARECCHIO A MODULAZIONE DI FREQUENZA**; essendo alta la MF con cui lavora richiede da due a tre valvole MF, ed in più un'amplificatrice BF, quando la stessa non è compresa nella valvola rivelatrice, come spesso avviene.

le valvole amplificatrici a media frequenza separate, ossia provvisti di due distinti amplificatori a MF, uno a 470 kc o circa e l'altro a 10,7 megacicli, e quelli che utilizzano le stesse valvole amplificatrici a media frequenza sia per i segnali AM che per i segnali FM. Gli apparecchi del primo gruppo sono in realtà dei ricevitori doppi, con l'amplificatore a bassa frequenza e l'altoparlante in comune, per cui sono provvisti di numerose valvole, 10 o più, sono di notevoli dimensioni e di costo elevato. Gli apparecchi del secondo gruppo richiedono un minor numero di valvole, ma risultano di costruzione più complessa.

APPARECCHI AM/FM CON DUE AMPLIFICATORI A MEDIA FREQUENZA. — La fig. 5.17 illustra il principio di funzionamento di un apparecchio AM/FM in cui gli stadi d'amplificazione a media frequenza sono separati. Sono separati anche, come spesso avviene, gli stadi di conversione di frequenza e quelli di rivelazione. In comune per i segnali AM e per i segnali FM vi è lo stadio d'amplificazione a radiofrequenza e lo stadio d'amplificazione a bassa frequenza.

La ricezione delle emittenti AM ad onde medie, corte e cortissime, avviene con

5 valvole più l'indicatrice di sintonia; la ricezione dell'emittente locale a modulazione di frequenza avviene con altre 7 valvole, per cui l'intero apparecchio comprende 12 valvole più l'indicatrice di sintonia. Vi è una sola valvola amplificatrice finale, e vi sono due valvole raddrizzatrici, dato il notevole carico anodico. L'apparecchio è l'Imca mod. IF 121. Lo schema complessivo si trova nella XII edizione.

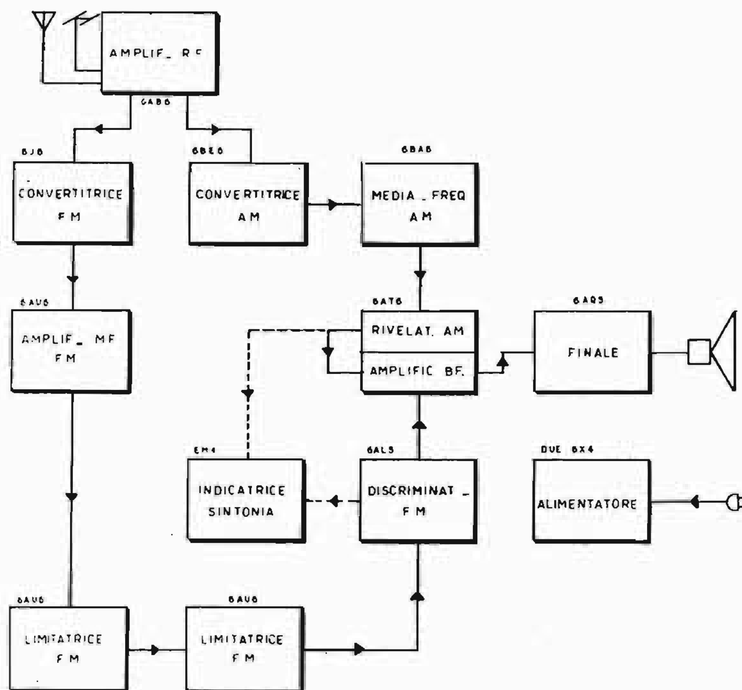


Fig. 5.17. - **STADI DI APPARECCHIO AM/FM.** — Gli stadi d'amplificazione a radiofrequenza ed a bassa frequenza sono in comune per l'AM e l'FM. La conversione di frequenza, l'amplificazione a media frequenza e la rivelazione sono separate (Imca IF 121).

Le funzioni delle 13 valvole di questo apparecchio sono le seguenti. Una 6AU6 provvede all'amplificazione a radiofrequenza dei segnali AM ed FM; una pentagriglia 6BE6 provvede alla conversione di frequenza dei segnali AM ed un doppio triodo 6J6 a quella dei segnali FM. Per la media frequenza AM vi è una 6BA6, mentre per la media frequenza FM vi sono tre 6AU6, la prima ad amplificazione massima e le altre due ad amplificazione limitata (limitatrici). Alla rivelazione AM e all'am-

plificazione di tensione a BF provvede una 6AT6, alla rivelazione FM provvede una 6AL5 discriminatrice. I segnali FM rivelati vengono amplificati dal triodo presente nella 6AT6, rivelatrice AM. La finale è una 6AQ5. Seguono due 6X4 raddrizzatrici ed una EM4 indicatrice di sintonia.

Un altro apparecchio AM/FM di questa categoria è il Phonola mod. 1101, a 13 valvole di cui una indicatrice di sintonia e una raddrizzatrice. Ha la caratteristica di possedere due valvole finali in controfase e una valvola esclusivamente adoperata quale rivelatrice dei segnali FM per far funzionare l'indicatrice di sintonia. Le 13 valvole hanno le seguenti funzioni:

1ª - EF42	FM	Convertitrice dei segnali FM da 88 a 108 megacicli.
2ª - ECC40	FM/BF	Un triodo usato quale oscillatore locale, funzionante con la convertitrice FM, e l'altro triodo usato per la inversione di fase all'entrata delle due valvole finali in controfase.
3ª - EF42	FM	Amplificatrice a media frequenza per i segnali FM.
4ª - EF42	FM	Seconda amplificatrice a MF per i segnali FM.
5ª - EQ80	FM	Rivelatrice dei segnali FM.
6ª - ECH42	AM	Convertitrice dei segnali ad onda media, corta e cortissima, a modulazione d'ampiezza.
7ª - EBF42	AM	Amplificatrice a media frequenza dei segnali AM, rivelatrice degli stessi segnali AM e CAV.
8ª - EL41	BF	Amplificatrice finale in controfase.
9ª - EL41	BF	Amplificatrice finale in controfase.
10ª - EB41	FM	Rivelatrice segnali FM per l'indicatrice di sintonia.
11ª - EM4	FM/AG	Indicatrice di sintonia.
12ª - AZ2	FM/AM	Raddrizzatrice della tensione alternata della rete.

APPARECCHI AM/FM A MEDIE FREQUENZE ABBINATE. — Affinchè le valvole dell'apparecchio AM/FM possano venir notevolmente ridotte di numero è necessario che quelle impiegate per l'amplificazione a media frequenza dei segnali AM e dei segnali FM non siano più di due. Ciò risulta possibile collegando in serie i primari dei trasformatori MF a 470 kc ed a 10,7 Mc, e collegando pure in serie i secondari. Per i segnali a 470 kc, gli avvolgimenti relativi ai trasformatori MF a 10,7 Mc sono praticamente inesistenti, e viceversa. Data la forte differenza di frequenza, i trasformatori MF possono venir collegati in serie senza alcun danno.

La fig. 5.18 illustra il principio di funzionamento di un apparecchio AM/FM di questo tipo. Le valvole sono complessivamente 9, più l'indicatrice di sintonia, ma le valvole finali sono due, una per i toni alti, collegata ad un altoparlante di piccolo diametro (*tweeter*), e l'altra per i toni bassi, collegata ad un altoparlante di grande diametro (woofer).

Il rivelatore FM è del tipo a rapporto, diversamente non sarebbe possibile utilizzare due sole valvole per l'amplificazione a media frequenza dei segnali FM. Una delle due valvole a media frequenza è utilizzata anche per i segnali AM, mentre la seconda valvola MF viene utilizzata quale amplificatrice per i segnali FM e quale rivelatrice per i segnali AM. L'amplificazione a bassa frequenza avviene anzitutto con un doppio triodo, e quindi con le due finali.

Un altro ottimo esempio di apparecchio AM/FM con medie frequenze abbinate è quello dell'Unda mod. AM/FM - R74/1. In questo apparecchio la ricezione dei segnali FM e quella dei segnali AM è ottenuta con cinque sole valvole, più l'indicatrice di sintonia e la raddrizzatrice. È interessante notare che la 6BE6 viene usata quale convertitrice per la ricezione dei segnali AM o quale prima amplificatrice a media fre-

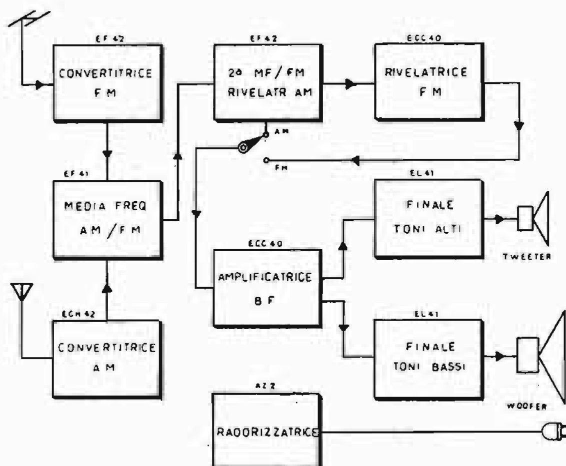


Fig. 5.18. - STADI DI APPARECCHIO AM/FM. — In questo esempio, sole le valvole convertitrici e rivelatrici sono separate; la bassa frequenza è a due canali distinti, per gli alti e per i bassi.

quenza per la ricezione dei segnali FM. Ad essa segue una 6BA6 usata quale seconda amplificatrice MF dei segnali FM oppure quale prima amplificatrice MF dei segnali AM. Alla conversione dei segnali FM provvede una 12AT7; alla rivelazione dei segnali FM e dei segnali AM, nonchè alla preamplificazione dei segnali BF provvede una 6T8. Seguono la finale 6AQ5, l'indicatrice di sintonia 6E5 e la raddrizzatrice 6X4. Lo schema è in fondo al volume.

APPARECCHIO AM/FM CON RIVELATRICE MULTIGRIGLIA. — Un esempio di ricevitore a modulazione d'ampiezza e di frequenza, con valvole europee, medie frequenze abbinate e rivelatrice multigriglia, è quello di cui la fig. 5.19 indica il principio di funzionamento.

Una delle caratteristiche di questo apparecchio è di possedere tre valvole rivelatrici; vi è una EBC41 per la rivelazione dei segnali a modulazione d'ampiezza, la quale provvede anche alla amplificazione di tensione dei segnali rivelati, vi è una

EQ80, enneodo a sette griglie, per la rivelazione dei segnali FM, ed infine vi è una finale EBL1, la quale provvede anch'essa alla rivelazione di una parte dei segnali FM, per il comando dell'indicatrice di sintonia.

All'entrata dell'apparecchio vi sono le due convertitrici, una ECH42 per i segnali

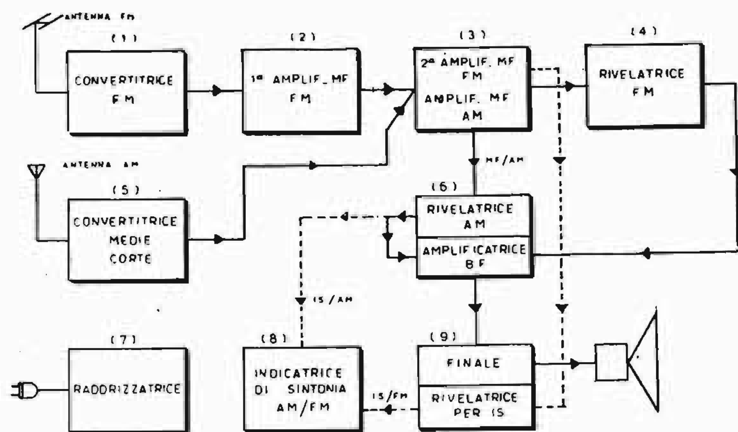


Fig. 5.19. - STADI DI APPARECCHIO AM/FM. — Anche in questo esempio solo le convertitrici e le rivelatrici sono separate. Vi sono tre rivelatrici, una per i segnali AM e due per i segnali FM, delle quali una per il comando dell'indicatrice di sintonia.

AM (onde medie, corte e cortissime) ed una EF42 per i segnali FM (onde ultracorte). L'amplificazione a media frequenza è affidata ad altre due EF42, una per i segnali AM e per i segnali FM e l'altra per i soli segnali FM.

CAPITOLO SESTO

L'AMPLIFICATORE A BASSA FREQUENZA DELL'APPARECCHIO RADIO

1. — ELEMENTI GENERALI

Amplificazione di tensione e amplificazione di potenza.

L'apparecchio radio ha un'entrata ed un'uscita; l'entrata è collegata all'antenna, l'uscita è collegata all'altoparlante. La prima metà dell'apparecchio funziona con l'antenna; la seconda metà funziona con l'altoparlante. Nella prima metà è presente il *segnale ad alta frequenza* — detto anche *a radiofrequenza* —, nella seconda metà è presente il *segnale a bassa frequenza* — detto anche *ad audiofrequenza*.

Per *segnale* s'intende ciò che l'antenna capta e l'altoparlante riproduce — voci, suoni, rumori sotto forma di modulazione delle onde radio captate. Il segnale presente nella prima metà dell'apparecchio è quello stesso che si è determinato nell'antenna per effetto della captazione delle onde radio. Il segnale presente nella seconda metà dell'apparecchio, è quello stesso che mette in azione l'altoparlante e che viene diffuso nell'aria circostante sotto forma di voci, suoni, rumori.

L'apparecchio radio è un amplificatore; è un doppio amplificatore; amplifica il segnale ad alta frequenza e poi amplifica il segnale a bassa frequenza. Tra i due amplificatori vi è la valvola rivelatrice, la quale provvede alla conversione del segnale ad alta frequenza in segnale a bassa frequenza. Nei comuni apparecchi radio a 5 valvole, due valvole provvedono all'amplificazione a radiofrequenza, altre due all'amplificazione ad audiofrequenza, mentre la quinta ha lo scopo di alimentare l'apparecchio. Alla rivelazione provvede la prima delle due valvole ad audiofrequenza, la quale è perciò rivelatrice ed amplificatrice.

L'altoparlante è un dispositivo elettromeccanico; esso rappresenta il carico dell'apparecchio radio, un po' come l'elica dell'aeroplano rappresenta il carico del motore. Per questa ragione l'altoparlante assorbe potenza elettrica; esso trasforma la potenza elettrica in potenza meccanica, e quest'ultima in potenza acustica.

È la valvola finale che provvede a fornire all'altoparlante la potenza elettrica necessaria al suo funzionamento, inviando alla sua bobina mobile, collegata al cono diffusore, una corrente elettrica relativamente intensa, che può essere, ad es. di 1000 milliampere. È per questa ragione che la valvola finale — a differenza di tutte le altre valvole — è percorsa da una corrente notevole.

Mentre nelle valvole precedenti, il segnale è presente sotto forma di tensione ad alta o a bassa frequenza, nella valvola finale è presente sotto forma di tensione e di corrente. Le valvole amplificatrici funzionano praticamente senza inerzia; per farle funzionare basta che alla loro entrata vi siano variazioni di tensione. Le tre prime valvole sono *amplificatrici di tensione*, la quarta valvola — l'ultima — è *amplificatrice di potenza*.

Le due valvole a bassa frequenza possono essere costituite da una 6SQ7 e da una 6V6; la 6SQ7 è detta *amplificatrice di tensione a bassa frequenza* (è anche *rivelatrice*), la 6V6 viene detta *amplificatrice finale* o *di potenza*. Funzionano ambedue a tensione di placca di circa 250 volt, ma la 6SQ7 assorbe appena 0,9 milliampere, mentre la 6V6 assorbe 50 milliampere. La valvola finale è collegata all'altoparlante mediante il trasformatore d'uscita, il quale provvede ad abbassare la tensione e ad elevare l'intensità di corrente del segnale di circa 20 volte, per cui l'intensità di corrente nella bobina mobile è di circa 1000 milliampere, come detto.

Qualche cosa di simile avviene anche nelle stazioni trasmittenti, con la differenza che al posto della bobina mobile dell'altoparlante vi è l'antenna trasmittente; le valvole amplificatrici provvedono ad elevare la tensione del segnale, ad eccezione delle finali, le quali provvedono ad elevarne anche l'intensità di corrente, diversamente, mancando la potenza, l'antenna non irradierebbe nulla.

L'amplificazione del segnale a radio e ad audiofrequenza.

Il segnale a radiofrequenza viene amplificato molto più del segnale ad audiofrequenza. Se, ad es., all'entrata dell'apparecchio è presente il segnale a radiofrequenza determinato dalla captazione di onde radio di una lontana emittente, e se tale segnale è di 40 microvolt, — ossia 0,00004 volt — esso viene generalmente amplificato tanto da essere di 1,2 volt tra il diodo rivelatore e massa. L'amplificazione a radiofrequenza è in tal caso di 1,2 : 0,00004 = 30 000 volte.

Come detto a pag. 120, l'amplificazione a radiofrequenza non è fissa, è bensì variabile, per effetto del *controllo automatico di volume*. In tal modo, i segnali deboli, provenienti da emittenti lontane, vengono amplificati fortemente, mentre i segnali forti, provenienti dalla emittente locale, vengono amplificati debolmente. Tra un segnale molto debole ed uno molto forte vi può essere una differenza assai grande, per es. di 80 000 volte. Per effetto del controllo automatico di volume, al diodo rivelatore vi è una differenza molto minore tra questi due segnali, dato che uno di essi è stato amplificato fortemente, e l'altro solo debolmente. La differenza può essere per es. di 80 volte o meno.

TENSIONE DEL SEGNALE ALL'INGRESSO DELLA VALVOLA FINALE. — La tensione del segnale ad audiofrequenza che si ottiene dal segnale a radiofrequenza in seguito alla rivelazione, è minore della tensione del segnale a radiofrequenza. Dipende dalla curva caratteristica del diodo rivelatore, ed in genere non giunge neppure alla terza parte della tensione del segnale a radiofrequenza.

Nell'esempio fatto, dal segnale a 1,2 volt si ottiene generalmente un segnale ad audiofrequenza di 0,33 volt.

Affinchè la valvola finale possa funzionare, è necessario che alla sua entrata sia presente un segnale ad audiofrequenza di tensione sufficiente; se il segnale è a tensione troppo bassa, la valvola finale non funziona, oppure funziona in modo da consentire una resa d'uscita troppo debole. Se, ad es., la valvola finale è una 6V6, essa richiede un segnale ad audiofrequenza d'entrata di 8,8 volt per dare la massima resa d'uscita di 4,5 watt, funzionando con 250 volt di placca e di schermo. Affinchè il segnale ad audiofrequenza ottenuto dal rivelatore, di 0,33 volt, possa far funzionare la valvola finale 6V6, è necessario amplificarlo convenientemente, per es. 20 volte, portandolo a 6,6 volt, con resa di circa 3 watt. A ciò provvede lo *stadio amplificatore di tensione*, mediante il triodo della valvola rivelatrice.

I radiofonografi sono generalmente provvisti di due valvole finali poste in controfase, come sarà detto più avanti. Nel caso di due valvole 6V6, la tensione del segnale ad audiofrequenza necessaria al loro ingresso, deve essere di 21 volt invece di 8,8 volt.

A volte, tale maggior amplificazione è realizzata mediante una seconda valvola amplificatrice di tensione; in tal caso le due valvole finali sono precedute da due stadi amplificatori di tensione.

AMPLIFICAZIONE E FREQUENZA DEL SEGNALE. — I segnali ad audiofrequenza molto bassa, compresi tra 30 e 100 cicli/secondo, possono venire amplificati solo pochissimo, e in molti apparecchi non vengono amplificati affatto, sono tagliati fuori. I segnali ad audiofrequenza bassa, compresi tra 100 e 250 cicli/secondo, possono venire amplificati meno di quelli ad audiofrequenza media, compresi tra 250 e 2500 cicli/secondo. Infine i segnali ad audiofrequenza alta, oltre i 2500 cicli/secondo, sono anch'essi poco amplificabili, mentre quelli ad audiofrequenza altissima, sopra i 5000 cicli/secondo, non sono amplificabili affatto, eccezione fatta per gli apparecchi radio di classe, e per i radiofonografi adatti per dischi a microsolco.

Caratteristiche di funzionamento della valvola amplificatrice.

Il segnale ad audiofrequenza da amplificare è presente all'entrata della valvola; esso è costituito da variazioni di tensione, le quali alterano la tensione continua negativa alla quale si trova la griglia della valvola, quando la valvola stessa è in condizione di riposo. La fig. 6.1 illustra un esempio. Nella figura sono indicate due valvole amplificatrici; quella in alto funziona con *tensione negativa di griglia* di — 1,5 volt; l'altra, quella in basso, funziona con la tensione negativa di griglia di — 4 volt.

I segnali ad audiofrequenza sono di varia ampiezza; vi sono segnali molto deboli la cui tensione è inferiore ad una frazione di volt; ve ne sono altri di ampiezza media, da 1 a 3 volt, e ve ne sono altri di ampiezza maggiore, da 3 a 10 volt, ed altri ancora che possono raggiungere e superare i 100 volt. L'ampiezza del segnale dipende dalla sorgente e dall'amplificazione che ha subito.

Una data valvola può amplificare segnali di una data ampiezza; vi sono valvole

adatte per amplificare segnali molto deboli, altre possono amplificare segnali medi e forti. Una stessa valvola può amplificare segnali più o meno forti a seconda della sua tensione negativa di griglia. In fig. 6.1 è indicata la stessa valvola, un triodo, funzionante con due diverse tensioni negative di griglia, come detto. Come si vede in figura, maggiore è la tensione negativa di griglia più ampio è il segnale che la valvola può amplificare. Una data valvola può funzionare con una data tensione negativa di griglia massima.

Nell'esempio in alto di fig. 6.1 è indicato un diagramma dal quale risulta come varia la corrente di placca al variare della tensione negativa di griglia. Le variazioni di tensione che formano il segnale si trasformano, per effetto della valvola, in variazione della corrente di placca. È quindi importante esaminare come varia la corrente di placca della valvola in presenza del segnale da amplificare presente alla sua griglia.

Il segnale presente all'entrata della valvola segnata in alto è costituito da semionde positive e da semionde negative, di 0,4 volt di punta. Poichè la tensione negativa di griglia è di — 1,5 volt, essa subisce degli aumenti e delle diminuzioni, a seconda della polarità della semionda presente. Quando è presente la semionda positiva, la tensione negativa di griglia scende a 1,5 — 0,4 = — 1,1 volt; quando invece è presente la semionda negativa, essa sale a 1,5 + 0,4 = — 1,9 volt.

In condizione di riposo, ossia in assenza di segnale, la corrente di placca è di 2,75 milliampere; quando la tensione negativa di griglia scende a — 1,1 volt, la corrente di placca SALE a 4,1 milliampere, come risulta dal diagramma; quando la tensione negativa di griglia sale a — 1,9 volt, la corrente di placca SCENDE a 1,4 milliampere. La variazione d'intensità della corrente di placca è la stessa, ossia è di 4,1 — 2,75 = 1,35 milliampere e di 2,75 — 1,4 = 1,35 milliampere. Ciò significa che l'amplificazione delle due semionde del segnale è la stessa, è simmetrica, senza distorsione.

La tensione del segnale non deve mai determinare variazioni della tensione di griglia tali da uscire dal tratto rettilineo della curva segnata sul diagramma. Nell'esempio fatto, il segnale indicato è quello di massima ampiezza; un segnale maggiore avrebbe determinato lo spostamento entro i due « ginocchi » della curva, e l'amplificazione sarebbe risultata distorta. Per amplificare un segnale d'ampiezza maggiore con la stessa valvola è necessario aumentare la sua tensione di placca ed aumentare anche la sua tensione negativa di griglia, come nell'esempio in basso della stessa figura. La tensione di placca è aumentata da 100 a 250 volt, e quella di griglia da — 1,5 a — 4 volt; in queste condizioni la valvola può amplificare un segnale più ampio, ciascuna semionda del quale è di 1 volt di punta. Si può notare che il tratto rettilineo della curva si è inclinato. In questo esempio, la corrente di placca di riposo è di 3 mA; essa scende a 1,5 mA e sale a 4,5 mA quando la tensione di griglia da — 4 V sale a — 5 V o scende a — 3 V.

La curva segnata nei due diagrammi di fig. 6.1 è detta *caratteristica tensione di griglia/corrente di placca* della valvola.

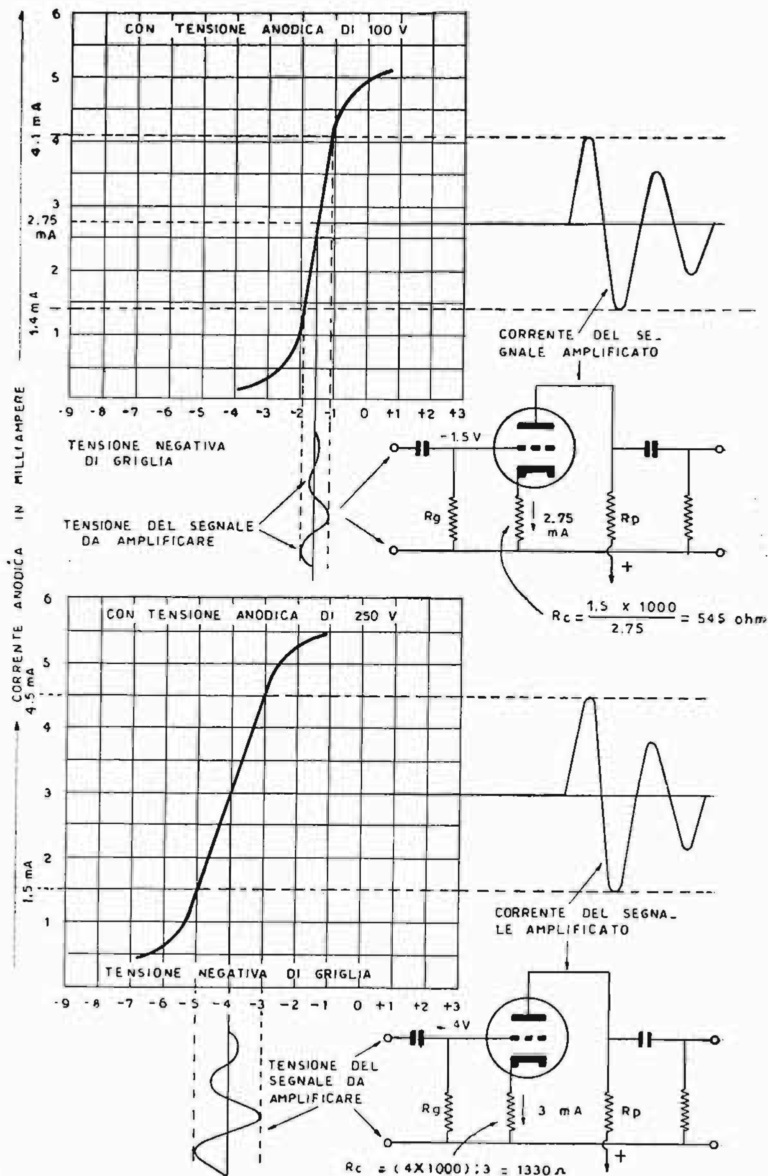


Fig. 6.1. - Principio di funzionamento della valvola amplificatrice. I due diagrammi indicano come varia la corrente anodica che fluisce nella valvola al variare della tensione negativa della sua griglia, per effetto della presenza del segnale da amplificare.

LA RESISTENZA DI CATODO. — Affinchè la griglia della valvola si trovi a tensione negativa rispetto il catodo, è sufficiente inserire tra il catodo ed il ritorno comune — la massa, costituita da un conduttore o dal telaio dell'apparecchio — una resistenza di valore adeguato, la *resistenza di catodo*. Essa è percorsa dall'intera corrente di placca, quindi ai suoi capi si determina una caduta di tensione, positiva dal lato del catodo e negativa dal lato massa, al quale è collegata la resistenza di griglia. Nell'esempio di fig. 6.1 in alto, la tensione negativa di griglia è di — 1,5 V, mentre la corrente di placca è di 2,75 mA, la resistenza di catodo deve essere di:

$$\text{Resistenza di catodo in ohm} = \frac{\text{Tensione negativa di griglia} \times 1000}{\text{Corrente di placca in mA}}$$

$$= (1{,}5 \times 1000) : 2{,}75 = 545 \text{ ohm.}$$

Nella stessa figura in basso, la tensione negativa deve essere di — 4 volt, e poichè a tale tensione negativa la corrente di placca è di 3 milliampere, la resistenza di catodo deve essere di 1330 ohm.

In presenza di segnale, la corrente di placca fluttua, quindi anche la tensione di griglia è in parte alternativa; per ovviare a questo inconveniente, la resistenza di catodo viene posta in parallelo ad un condensatore elettrolitico di elevata capacità, in grado di assorbire le fluttuazioni della tensione, ossia di livellarla. In figura, il condensatore non è stato segnato, per semplicità.

VARIAZIONE DELLA TENSIONE DI PLACCA E RESISTENZA INTERNA DELLA VALVOLA. — Poichè la valvola è percorsa da corrente quando ad essa è applicata una tensione, si comporta come una resistenza; inoltre funziona con una resistenza in serie, la *resistenza di placca*, segnata con *Rp* in fig. 6.1. Le variazioni di corrente di placca provocate dal segnale, si manifestano nella corrente che scorre attraverso la resistenza di placca, quindi ai capi di tale resistenza si determinano variazioni di tensione, per la legge di Ohm. La tensione di placca non è dunque costante, ma varia al variare della corrente di placca; quando la corrente di placca è quella di riposo, ad es. 3 mA, come in fig. 6.1 in basso, la tensione di placca è di 230 volt; quando la corrente di placca scende a 1,5 mA, la tensione di placca aumenta, sale ad es. a 250 V, a seconda del valore della resistenza di placca; e quando la corrente sale a 4,5 mA, la tensione di placca scende, ad es. a 210 volt.

La *resistenza interna* della valvola è data dalla formula:

$$\text{Resistenza interna della valvola } (Ri) = \frac{\Delta Ep}{\Delta Ip} = \frac{\text{Variazione della tensione di placca}}{\text{Variazione della corrente di placca}}$$

nell'esempio fatto essa è la seguente:

$$Ri = \frac{250 - 210}{(4{,}5 - 1{,}5) \times 10^{-3}} = \frac{40}{4} \times 10^{3} = 13\,300 \text{ ohm.}$$

AMPLIFICAZIONE. — L'amplificazione di cui una data valvola è capace risulta espressa dalla formula:

$$\mu = \frac{\Delta Ep}{\Delta Eg} = \frac{\text{Variazione della tensione di placca}}{\text{Variazione della tensione di griglia}}$$

nell'esempio fatto essa è la seguente:

$$\frac{250 - 210}{5 - 3} = \frac{40}{2} = 20 \text{ volte.}$$

TRANSCONDUTTANZA. — La *pendenza* della curva indica la sua efficienza; essa illustra l'azione delle variazioni della tensione di griglia sulla corrente di placca; minore è la variazione della tensione di griglia necessaria per causare una data variazione nella corrente di placca, maggiore è l'efficienza della valvola, più grande è la sua pendenza. È anche in uso il termine *conduttanza mutua* o quello di *transconduttanza* (gm), in quanto la valvola è considerata dal punto di vista opposto a quello di una resistenza. Perciò per la transconduttanza è usato quale unità di misura il *mho*, l'inverso dell'ohm, ed in pratica il micromho ($\mu ℧$).

È data dalla formula:

$$\text{Transconduttanza} = \frac{\Delta Ip}{\Delta Eg} = \frac{\text{Variazione della corrente di placca in ampere}}{\text{Variazione della tensione di griglia in volt}}$$

nell'esempio fatto risulta:

$$\frac{(4{,}5 - 1{,}5) \times 10^{-3}}{5 - 3} = \frac{3}{2} \times 10^{3} = 1500 \text{ micromho}$$

oppure dalla formula:

$$\text{Transconduttanza} = \frac{\text{Coefficiente d'amplificazione}}{\text{Resistenza interna}} = \frac{20}{13\,300}$$

$$0{,}0015 \text{ mho} = 1500 \text{ micromho.}$$

La transconduttanza in micromho è equivalente alla pendenza (S) in microampere/volt (μA/V); la prima è usata dai costruttori americani, la seconda da quelli europei. La pendenza viene anche espressa in milliampere:volt (mA/V); la transconduttanza di 1500 micromho equivale alla pendenza di 1,50 mA/V.

2. — IL CONTROLLO DI VOLUME ED IL DECIBEL.

Il controllo di volume dell'apparecchio radio.

La regolazione del volume sonoro dell'apparecchio radio avviene mediante una resistenza variabile presente nel circuito di rivelazione, detta comunemente *controllo di volume*. È a variazione logaritmica per il fatto che la sensibilità dell'orecchio diminuisce rapidamente con l'aumentare dell'intensità sonora; è sensibilissimo ai suoni deboli, e poco sensibile ai suoni forti; in tal modo risulta protetto dai danni che diversamente gli potrebbero essere arrecati dalle grandi intensità sonore.

LIVELLO SONORO E POTENZA SONORA. — Occorre far attenzione a non confondere la *sensazione sonora* con l'*intensità* sonora; la sensazione si riferisce all'ascoltatore, ossia ai suoni così come vengono intesi; l'intensità sonora si riferisce invece alla sorgente sonora, ossia ai suoni come sono in realtà. Al termine sensazione sonora equivale quello di *livello* sonoro; al termine intensità sonora equivale quello di *potenza sonora*. Uno è il fenomeno fisiologico della percezione dei suoni da parte dell'orecchio, l'altro è il fenomeno fisico della produzione dei suoni. Se ci si riferisce a tensioni o correnti ad audiofrequenza presenti nell'apparecchio, allora è l'intensità sonora che conta; se invece ci si riferisce all'audizione dei suoni riprodotti, allora è il livello sonoro che conta.

IL DECIBEL. — La scala delle sensazioni sonore, o dei livelli sonori, può essere paragonata alla scala termometrica. Come vi è una temperatura a zero gradi in cui l'acqua si congela, e vi è un'altra a 100 gradi in cui l'acqua bolle, così vi è il livello sonoro a zero gradi, corrispondente a suoni debolissimi, appena percettibili, e vi è un livello sonoro a 100 gradi, in cui i suoni sono fortissimi. L'unità di misura teorica è il *bel*, l'unità di misura pratica è il decimo di bel, ossia il *decibel*, abbr. dB.

Il ticchettio di un orologio da polso posto a qualche metro di distanza, inteso nel silenzio notturno di una stanza, può essere a zero *decibel*. Esistono suoni più deboli ancora, non percettibili dall'orecchio; sono suoni sotto lo zero decibel. Esistono pure suoni estremamente forti, sopra i 100 decibel; l'orecchio sente suoni sino a 127 decibel, a quel punto ha inizio il dolore. Suoni più forti ancora si sentono soltanto come dolore.

Se l'intensità di un suono appena percettibile, a zero decibel viene aumentata di 10 volte, il suono non viene inteso dieci volte più forte, viene inteso un po' più facilmente, ma rimane un suono debolissimo. Così rinforzato viene a trovarsi a 1 bel della scala, ossia a 10 decibel, come risulta dalla fig. 6.2, nella quale sono confrontate le due scale, quella delle sensazioni e dei livelli sonori in decibel e quella dell'intensità sonora.

Se l'intensità di un suono a zero decibel viene aumentata di 100 volte anzichè di 10, il suono rimane ancora tra i debolissimi ed i deboli, a 2 bel, ossia a 20 decibel della scala. Ad un aumento dell'intensità di 1000 volte corrisponde la sensazione di 3 bel, ossia di 30 decibel; a quella di 10 000 volte corrisponde la sensazione

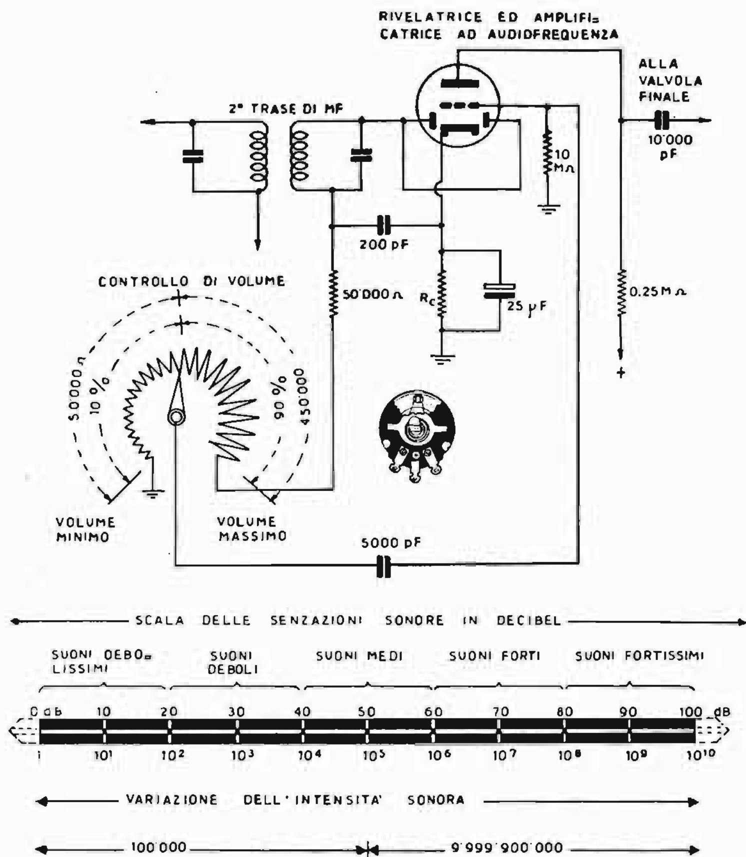


Fig. 6.2. - Principio del controllo di volume. È ottenuto con una resistenza variabile ad andamento logaritmico, affinchè le variazioni d'intensità sonora corrispondano a quelle della sensazione auditiva.

di 4 bel, ossia di 40 decibel, e così di seguito. Ad un aumento dell'intensità sonora di 1 milione di volte corrisponde la sensazione, il livello sonoro di 6 bel, ossia di 60 decibel.

Si noti che invece di scrivere 10, 100, 1000, 10 000, 100 000, 1 000 000, ecc. si può srivere 10^1, 10^2, 10^3, 10^4, 10^5, 10^6 e così di seguito. Gli esponenti 1, 2, 3, 4,

5, 6 ecc. corrispondono ai bel della sensazione sonora, del livello sonoro. Ciò per il fatto che 1, 2, 3, 4, 5, 6 ecc. sono rispettivamente i logaritmi decimali di 10, 100, 1000, 10 000, 100 000, 1 000 000 ecc.

Affinchè un livello sonoro possa passare da 0 decibel a 100 decibel, occorre che l'intensità del suono venga aumentata di 10 miliardi di volte, visto che 100 decibel corrisponde a 10 bel, e dato che 10 è il logaritmo di 10 000 000 000.

DINAMICA DELL'APPARECCHIO RADIO. — Con il controllo di volume al minimo, l'apparecchio radio produce nell'ambiente in cui si trova un livello sonoro minimo, che può essere ad es. di 10 decibel. Tale livello minimo non può scendere sotto un certo valore, dato il rumore di fondo dell'apparecchio, il quale risulta molto alto rispetto al ticchettio di un orologio da polso, se inteso nel silenzio notturno.

Con il controllo di volume al massimo, l'apparecchio produce nell'ambiente un elevato livello sonoro, il quale dipende dalla potenza dell'apparecchio e dalla cubatura dell'ambiente; può essere, ad es., di 65 decibel. La differenza tra i due livelli sonori è detta *dinamica dell'apparecchio radio*; nell'esempio fatto è di 65 - 10 = 55 decibel. Se l'apparecchio anzichè venir fatto funzionare in una stanza molto silenziosa, vien fatto funzionare in una sala da ballo molto grande e molto affollata, il livello minimo potrà essere intorno ai 30 decibel; data la rumorosità dell'ambiente un livello più basso non sarebbe inteso. In tal caso la dinamicità scende a 55 - 30 = = 25 decibel.

3. — L'AMPLIFICAZIONE AD AUDIOFREQUENZA.

Lo stadio amplificatore ad audiofrequenza.

Il rapporto tra la tensione del segnale ad audiofrequenza presente all'uscita dello stadio amplificatore, e la tensione dello stesso segnale all'entrata dello stadio, indica l'*amplificazione di tensione* della quale lo stadio è capace. Se, ad es., la tensione del segnale amplificato, all'uscita dello stadio, è di 10 volt, mentre la tensione del segnale da amplificare, all'entrata dello stadio, è di 0,5 volt, l'amplificazione di tensione della quale è capace lo stadio è di 20 volte, essendo 10:0,5 = 20.

L'amplificazione di tensione non è la stessa per ciascun tipo di valvola e per qualsiasi stadio, ma varia a seconda del tipo di valvola ed a seconda delle caratteristiche dello stadio. I fattori che la determinano sono diversi; i quattro fattori principali sono i seguenti:

a) *coefficiente d'amplificazione* della valvola,

b) *resistenza di carico esterno* della valvola,

c) *tensioni di lavoro* della valvola,

d) *resistenza interna* della valvola.

COEFFICIENTE D'AMPLIFICAZIONE. — Il coefficiente d'amplificazione è una delle caratteristiche delle valvole amplificatrici. Viene indicato con la lettera greca μ (mu). I triodi di tipo americano 6C5 e 6J5 hanno il coefficiente d'amplificazione eguale a 20. Il triodo presente nella valvola rivelatrice-amplificatrice di tipo europeo EBC3 ha il coefficiente d'amplificazione eguale a 30. I triodi delle rivelatrici-amplificatrici 6Q7 e 6AT6 hanno un coefficiente d'amplificazione molto più alto, eguale a 70. Infine, il triodo della rivelatrice-amplificatrice 6SQ7 ha il coefficiente d'amplificazione di 100. L'amplificazione di tensione dello stadio è sempre minore del coefficiente d'amplificazione, poichè dipende anche dagli altri due fattori accennati. Nel caso, ad es., della 6SQ7, l'amplificazione di tensione che si può ottenere con questa valvola va da 43,7 a 67,5 volte, a seconda della resistenza di carico esterno e delle tensioni di lavoro, in condizioni normali di funzionamento.

(Nelle tabelle di caratteristiche delle valvole, il coefficiente d'amplificazione non è indicato con il termine volte, ma con il rapporto volt:volt, abbreviato V/V. Ciò per il fatto che esso non viene misurato con il rapporto tensione del segnale d'uscita: tensione del segnale d'entrata, come invece avviene per l'amplificazione di tensione dello stadio, bensì viene misurato con il rapporto tra la variazione della tensione di placca e la variazione della tensione di griglia necessaria per mantenere invariata la corrente anodica. Se, ad es. aumentando di 20 volt la tensione di placca, è necessario diminuire la tensione di griglia di 1 volt per riportare la corrente anodica al valore iniziale, si suol dire che il coefficiente d'amplificazione è di 20 volt/volt, visto che 20 : 1 = 20).

RESISTENZA DI CARICO ESTERNO. — È costituita dalla resistenza di placca della valvola in parallelo con la resistenza di griglia della valvola seguente. Se, come nell'esempio di fig. 6.3, la resistenza di placca è di 50 000 ohm e quella di griglia è di 1 megaohm, la resistenza di carico esterno è data da:

$$\text{Resistenza di carico esterno} = \frac{\text{Resistenza di placca} \times \text{Resistenza di griglia}}{\text{Resistenza di placca} + \text{Resistenza di griglia}}$$

ossia:

$$\frac{50\,000 \times 1\,000\,000}{50\,000 + 1\,000\,000} = 47\,600 \text{ ohm.}$$

In parallelo alla resistenza di placca si trova anche la resistenza che il condensatore di accoppiamento oppone alle audiofrequenze, la reattanza capacitativa. Poichè, come detto, l'amplificazione di tensione non è costante per tutte le frequenze, ma è minore per le frequenze basse e per quelle alte, si suole indicarla per la sola parte centrale della gamma di frequenze, e precisamente per la frequenza a 1000 cicli. A tale frequenza di 1000 cicli, il condensatore di accoppiamento di 10 000 pF, si comporta come una resistenza di 15 920 ohm, in serie con la resistenza di griglia di 1 megaohm. Poichè la tolleranza per i valori delle resistenze è del 10 %, la re-

sistenza di griglia può essere segnata 1 megaohm ed avere invece un valore compreso tra 900 000 ohm e 1,1 megaohm; è quindi inutile tener conto della reattanza capacitativa di 15 920 ohm.

TENSIONI DI LAVORO. — La tensione di lavoro influisce notevolmente sull'amplificazione di tensione, per cui si tiene conto della tensione massima normale. Nel caso, ad es., della EBC3 la tensione massima normale è di 250 volt, ed a tale tensione l'amplificazione di tensione ottenibile con resistenza di placca di 0,2 me-

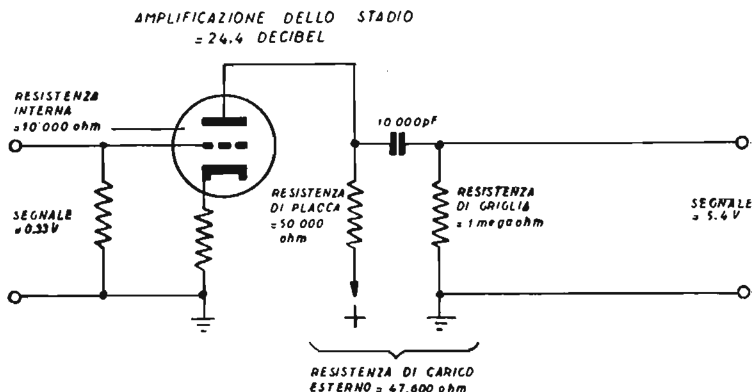


Fig. 6.3. - Alcuni dei fattori determinanti l'amplificazione di uno stadio.

gaohm e con resistenza di griglia di 0,5 megaohm, è di 26 volte. Riducendo la tensione di lavoro da 250 a 200 V, l'amplificazione di tensione scende da 26 a 22 volte; riducendo ancora la tensione di lavoro a 100 V, l'amplificazione di tensione scende a 19.

RESISTENZA INTERNA DELLA VALVOLA. — È — come già detto — la resistenza che la corrente elettronica incontra nell'interno della valvola, dal catodo alla placca. Poichè ad una certa tensione anodica corrisponde una certa intensità di corrente, vi è una certa resistenza, appunto la resistenza interna. Se, ad es. la tensione di placca viene aumentata di 1 volt, e se in seguito a tale aumento di tensione, l'intensità di corrente aumenta di 0,1 milliampere, la resistenza interna della valvola è di $1 : 0{,}0001 = 10\,000$ ohm. (La corrente è indicata in ampere; 0,1 milliampere $= 0{,}0001$ ampere).

CALCOLO DELL'AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE CON TRIODI. — L'amplificazione di tensione di cui è capace uno stadio amplificatore risulta dalla formula:

$$\text{Amplificazione di tensione} = \frac{\text{Coefficiente d'amplific.} \times \text{Resistenza di carico esterno}}{\text{Resistenza di carico esterno} + \text{Resistenza interna}}$$

Esempio: Se il coefficiente d'amplificazione della valvola è di 20 V/V, con resistenza interna di 10 000 ohm e con resistenza di carico esterno di 47 600 ohm, come nell'esempio fatto, l'amplificazione di tensione di questo stadio è di:

$$\text{Amplificazione di tensione} = \frac{20 \times 47\,600}{47\,600 + 10\,000} = 16{,}5 \text{ volte.}$$

Se la tensione del segnale all'entrata è di 0,33 volt, quello d'uscita sarà di $0{,}33 \times 16{,}5 = 5{,}4$ volt.

AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE ESPRESSA IN DECIBEL. — Il guadagno di uno stadio amplificatore di tensione — od anche il guadagno complessivo dell'intero amplificatore — può venir espresso in decibel, mediante la formula seguente:

$$\text{Amplificazione di tensione in decibel} = 20 \log \frac{\text{Tensione del segnale all'uscita}}{\text{Tensione del segnale all'entrata}}$$

Se, ad es., la tensione del segnale all'entrata è di 0,33 volt e quella all'uscita è di 5,4 volt, l'amplificazione di tensione in decibel risulta:

$$20 \log (5{,}4 : 0{,}33) = 20 \log 16{,}5 = 20 \times 1{,}22 = 24{,}4 \text{ decibel.}$$

L'amplificazione di tensione di 16,5 volte risulta espressa in decibel moltiplicando per 20 il logaritmo di 16,5, eguale a 1,22.

L'amplificazione di tensione è di 80 decibel se all'entrata dell'amplificatore la tensione del segnale è di 1 millivolt e se all'uscita la tensione del segnale è di 10 volt, visto che

$$20 \log (10 : 0{,}001) = 20 \log 10\,000 = 20 \times 4 = 80 \text{ decibel.}$$

S'intende che questi decibel non hanno alcun rapporto con quelli indicanti il livello sonoro, ai quali è già stato accennato.

EFFETTO MILLER. — La capacità interelettrodica di un triodo amplificatore non è la stessa con o senza la resistenza di carico, ma per l'effetto Miller aumenta con l'aumentare dello stadio, determinando considerevole perdita delle frequenze elevate, per cui negli apparecchi di classe la resistenza di carico è tenuta bassa, e basso anche il guadagno dello stadio. *Esempio:* la capacità interelettrodica di un triodo della 6SL7 è di 3,4 pF tra catodo e griglia, e di 3,2 pF tra griglia e placca, in totale 6,6 pF, senza resistenza di carico. Con guadagno di 46 volte, ottenuto con resistenza di placca di 0,47 megaohm e resistenza di griglia di 1 megaohm (v. tabella) la capacità interelettrodica sale a:

$$\text{Capacità interelettrodica} = 3{,}4 \times (46 + 1) \times 3{,}2 = 163{,}8 \text{ picofarad}$$

ossia 163,8 : 6,6 = circa 25 volte maggiore, sufficiente per lasciar fuggire una parte notevole delle frequenze elevate del segnale.

4. — CARATTERISTICHE DI FUNZIONAMENTO DELLO STADIO AMPLIFICATORE AD AUDIOFREQUENZA.

La retta di carico.

LE CARATTERISTICHE ANODICHE. — Le *caratteristiche anodiche* sono curve importanti, le quali indicano tutto il funzionamento della valvola amplificatrice alle quali appartengono. Sono sempre riunite in una *famiglia*, come nell'esempio di fig. 6.4, che si riferisce al triodo 6C5. Ciascuna di queste curve indica come varia l'intensità

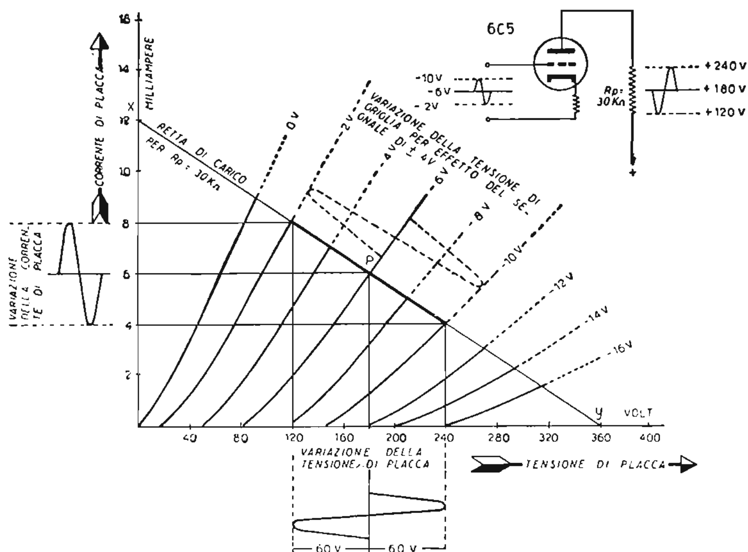


Fig. 6.4. - Come va tracciata la retta di carico su una famiglia di caratteristiche anodiche di triodo amplificatore di tensione.

della *corrente di placca* — ossia la *corrente anodica* — al variare della *tensione di placca* — detta anche *tensione anodica* — per una data tensione negativa di griglia. In figura sono tracciate 9 curve, una per ciascuna delle principali tensioni negative di griglia, da zero volt a — 16 volt. Altre curve, per altri valori della tensione di griglia, possono venir facilmente tracciate in base a quelle esistenti.

LA RETTA DI CARICO. — Dalla famiglia di caratteristiche anodiche di ciascuna valvola amplificatrice è possibile stabilire quale debba essere la tensione negativa di

griglia meglio adatta per la tensione di placca e la resistenza di placca da utilizzare; si può anche sapere quale ampiezza massima potrà avere il segnale da amplificare, quale ampiezza avrà il segnale amplificato, quale sarà il guadagno dello stadio ed anche quale sarà la distorsione.

A tale scopo occorre tracciare una retta sulla famiglia di curve, come nell'esempio di figura. Sull'asse orizzontale si cerca anzitutto il punto corrispondente alla tensione di placca di riposo, quella applicata in assenza di segnale, quindi si traccia una linea collegante questo punto con una delle curve, in modo da raggiungerla verso il centro. Nell'esempio, la tensione di placca è di 180 volt, e la curva è quella a — 6 volt; il punto *P* segnato sulla curva va collegato con una linea orizzontale al-

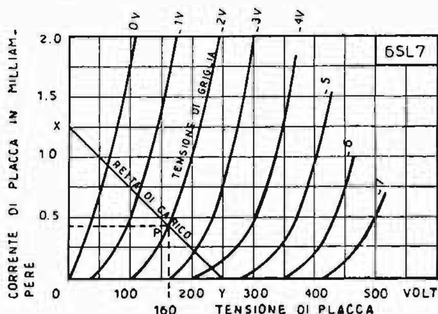


Fig. 6.5. - Caratteristiche anodiche di uno dei triodi della 6SL7, con una delle possibili rette di carico.

l'asse verticale, quello sul quale sono segnati i valori della corrente di placca. Nell'esempio fatto, il valore della corrente di placca è di 6 milliampere. Il punto *P* è detto *punto di lavoro* o *punto di operazione*.

Il punto X sull'asse verticale è necessario per poter tracciare la retta desiderata. Lo si può segnare tenendo conto del valore della resistenza di placca; dalla legge di Ohm risulta il valore della corrente di placca e quindi il punto X. Nell'esempio fatto, la resistenza di placca è di 30 000 ohm, per cui 180 volt : 30 000 ohm = 0,006 ampere; il punto *X* va segnato in corrispondenza a 6 mA. I due punti *XP* consentono di tracciare la retta che incontra l'asse orizzontale nel punto *Y*. È detta *retta di carico* o anche *linea di carico, retta XY* o *retta di resistenza di placca.*

USO DELLA RETTA DI CARICO. — Dalla retta *XY* risulta anzitutto quale sarà la tensione di placca in assenza di corrente di placca, caso che si verifica ad es. quando, per un cattivo contatto con il portavalvola o per altra ragione, manca l'accensione della valvola. Nell'esempio fatto, in assenza di carico, la tensione anodica sale a 360 volt. È questa la tensione anodica massima.

Dalla retta *XY* risulta pure che la corrente di placca massima, quella che si ve-

rifica quando la tensione di placca è zero — ad es. quando la valvola è in cortocircuito — è di 12 miliampere. L'intensità della corrente è limitata dalla sola resistenza di placca, essendo a zero la resistenza interna della valvola.

La retta di carico esprime graficamente l'equazione:

Tensione di placca = Tensione anodica massima — (Corrente di placca × Resistenza di placca)

ciò che equivale a dire che la tensione di placca della valvola è eguale alla tensione anodica massima meno la tensione di caduta ai capi della resistenza di placca, per cui se, ad es., la tensione anodica massima è di 360 volt, e se la resistenza di placca è di 30 000 ohm ed è percorsa da 4 milliampere, la tensione di placca è eguale a:

Tensione di placca = 360 — (0,004 × 30 000) = 360 — 120 = 240 volt.

Il segnale da amplificare provoca una variazione della tensione negativa di griglia, e la retta di carico indica quale sia la corrispondente variazione della tensione di placca. Se, ad es., il segnale da amplificare è costituito da una tensione alternativa di cresta di ± 4 volt, la tensione negativa di griglia varia da — 2 a — 10 volt, essendo quella di riposo di — 6 volt. La variazione della tensione di griglia va osservata lungo la retta di carico; essa raggiunge le curve — 2 e — 10 volt. Proiettando in basso, sull'asse orizzontale, i punti di intersecazione della retta di carico con le due curve, risulta che la tensione di placca varia tra 120 e 240 volt, 60 volt in meno e altrettanti in più della tensione di riposo di 180 volt.

Il *guadagno dello stadio* è dato dal rapporto tra la variazione della tensione di placca e quella della tensione di griglia, ossia è di 60 : 4 = 15. Il coefficiente d'amplificazione della 6C5 è di 20.

Si può notare che la variazione di tensione a ciascun lato della tensione di riposo è la stessa, perciò non vi è distorsione. L'amplificazione dello stadio è dunque lineare, simmetrica.

Se all'entrata della valvola fosse stato applicato un segnale di ± 6 volt, l'amplificazione non sarebbe stata altrettanto simmetrica, poichè alla variazione della tensione di griglia da 0 a — 12 volt sarebbe corrisposta quella da 91 a 266 volt, e da un lato la variazione sarebbe stata di 180 — 91 = 89 volt mentre dall'altro sarebbe stata di 266 — 180 = 86 volt. Un segnale d'entrata ancora più ampio avrebbe determinato una distorsione più grande.

In base alle caratteristiche anodiche si può anche determinare quale sia, per una data tensione di placca di riposo, il valore migliore della resistenza di carico, spostando un tiralinee ed osservando gli incontri con le curve. La retta migliore è quella che consente amplificazioni simmetriche; ciò ha poca importanza per segnali deboli, mentre ne ha notevole quando si tratti di amplificare segnali forti, già precedentemente amplificati, essendo in tal caso più facile che si determini distorsione.

TRIODI E PENTODI. — Quanto sopra detto vale per i triodi amplificatori; ai pentodi corrispondono caratteristiche anodiche diverse, e la retta di carico va tracciata in base ad altre considerazioni, delle quali sarà detto nel prossimo capitolo.

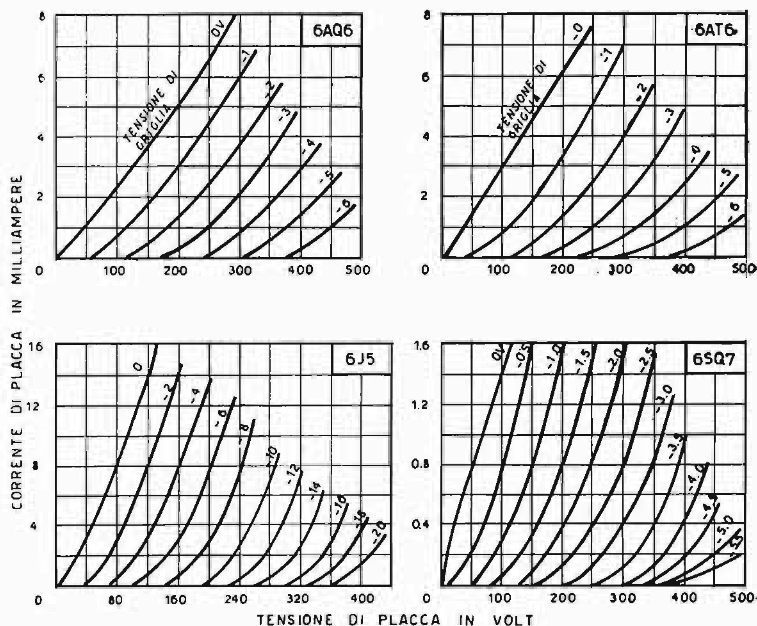


Fig. 6.6. - Caratteristiche anodiche di alcune delle principali valvole amplificatrici di tensione di tipo europeo.

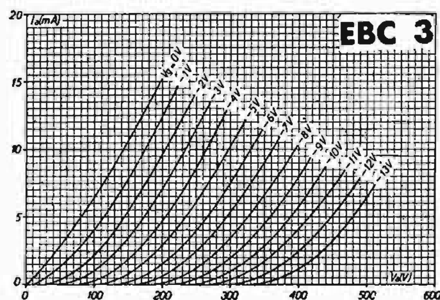


Fig. 6.7. - Caratteristiche anodiche della sezione triodo della valvola rivelatrice-amplificatrice EBC3.

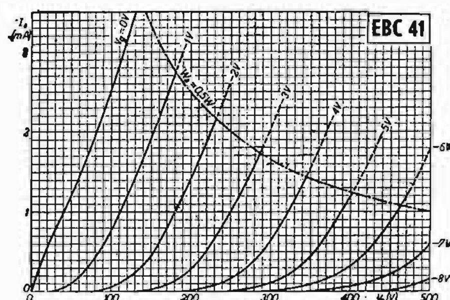


Fig. 6.8. - Caratteristiche anodiche della sezione triodo della rimlock EBC41.

Conversione dei dati di funzionamento.

I dati di funzionamento delle varie valvole sono generalmente riferiti ad una o due tensioni di placca, e sono riportati nei capitoli 11° e 12°; è possibile conoscere quali siano i dati di funzionamento per qualsiasi altra tensione di placca, utilizzando i *fattori di conversione*. I dati di funzionamento indicati per il triodo 6C5, ad esempio, sono i seguenti: tensione di placca 250 V, tensione negativa di griglia — 8 V, corrente anodica 8 mA, coefficiente d'amplificazione 20, resistenza di placca 10 000 ohm, transconduttanza 2000 micromho. Si supponga di voler conoscere quali siano i dati di funzionamento alla tensione di placca di 150 volt.

Occorre procedere come segue:

A) *Fattore di conversione della tensione di placca* = 150 : 250 = 0,6. Nuova tensione negativa di griglia = — 8 × 0,6 = — 4,8 volt.

B) *Fattore di conversione della corrente anodica* — risulta moltiplicando il fattore di conversione della tensione di placca per la radice quadrata dello stesso, ossia, nell'esempio fatto:

$$0{,}6 \times \sqrt{0{,}6} = 0{,}465$$

Nuova corrente anodica = 8 × 0,465 = 3,72 milliampere.

C) *Fattore di conversione della resistenza interna* — risulta dal rapporto tra il fattore di conversione della tensione di placca ed il fattore di conversione della corrente anodica, ossia è dato da

$$0{,}6 : 0{,}465 = 1{,}29$$

Nuova resistenza interna = 10 000 × 1,29 = 12 900 ohm.

D) *Fattore di conversione della transconduttanza* — è dato da

1 : Fattore di conversione della resistenza di placca = 1 : 1,29 = 0,775

Nuova transconduttanza = 2000 × 0,775 = 1550 micromho.

E) Il coefficiente d'amplificazione non subisce varianti, è dato da

Nuova resistenza interna × Nuova transconduttanza × 10^{-6}

$12\,900 \times 1550 \times 10^{-6} = 20$.

RESISTENZA DI CATODO E AMPLIFICAZIONE DI TENSIONE

VALVOLE: 6AQ6, 6AT6, 6Q7-G, 6Q7-GT, 6SL7 (una sezione), 6T7, 12AT6, 12Q7-GT, 12SL7-GT (una sezione).

Tensione di alimentazione anodica:	**90 volt**	**180 volt**	**300 volt**
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,22	0,22	0,22
Resistenza di catodo	4600	2200	1800
Amplificazione di tensione	27	35	38
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,47	0,47	0,47
Resistenza di catodo	4800	2500	2100
Amplificazione di tensione	30	37	41
Resistenza di placca	0,22	0,22	0,22
Resistenza di griglia	0,47	0,47	0,47
Resistenza di catodo	7800	4100	3200
Amplificazione di tensione	34	42	46
Resistenza di placca	0,22	0,22	0,22
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	8100	4600	3700
Aplificazione di tensione	37	44	48
Resistenza di placca	0,47	0,47	0,47
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	14000	8100	6300
Amplificazione di tensione	39	46	50
Resistenza di placca	0,47	0,47	0,47
Resistenza di griglia	2,2	2,2	2,2
Resistenza di catodo	15000	9100	7200
Amplificazione di tensione	41	47	51

VALVOLE: 6C5-GT (6J7-GT, 6W7-G, 12J7-GT, 57 come triodi).

Tensione di alimentazione anodica:	**90 volt**	**180 volt**	**300 volt**
Resistenza di placca	0,05	0,05	0,05
Resistenza di griglia	0,1	0,1	0,1
Resistenza di catodo	3400	2700	2600
Amplificazione di tensione	9	11	11

Tensione di alimentazione anodica:	90 volt	180 volt	300 volt
Resistenza di placca	0,05	0,05	0,05
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di catodo	3800	3100	3100
Amplificazione di tensione	10	11	12
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di catodo	6400	5300	5300
Amplificazione di tensione	11	12	13
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di catodo	7500	6200	6000
Amplificazione di tensione	12	13	13
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di catodo	14500	12300	12300
Amplificazione di tensione	12	13	14
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	17300	14700	14000
Amplificazione di tensione	13	13	14

VALVOLE: 6SJ7, 6SJ7-GT, 12SJ7, 12SJ7-GT

Tensione di alimentazione anodica:	90 volt	180 volt	300 volt
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di scherno	0,29	0,31	0,37
Resistenza di catodo	880	800	530
Amplificazione di tensione	68	82	98
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di scherno	0,31	0,37	0,47
Resistenza di catodo	1000	860	590
Amplificazione di tensione	70	91	104
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di schermo	0,92	0,94	1,1
Resistenza di catodo	1700	1060	860
Amplificazione di tensione	93	131	167
Resistenza di placca	0,35	0,25	0,25
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di schermo	0,82	0,94	0,18
Resistenza di catodo	1800	1100	910
Amplificazione di tensione	104	161	185
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di schermo	1,7	2,2	2,2
Resistenza di catodo	3800	2180	1410
Amplificazione di tensione	119	192	238

Tensione di alimentazione anodica:	90 volt	180 volt	300 volt
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	2,0	2,0	2,0
Resistenza di schermo	1,9	2,4	2,5
Resistenza di catodo	4050	2410	1530
Amplificazione di tensione	139	208	263

VALVOLE: 2A6, 6B6-G, 6SQ7, 6SQ7-GT, 12SQ7, 12SQ7-GT, 75

Tensione di alimentazione anodica:	90 volt	180 volt	300 volt
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di catodo	6600	2900	2200
Amplificazione di tensione	29	36	39
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di catodo	6700	3000	2300
Amplificazione di tensione	31	37	42
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di catodo	11000	4800	3900
Amplificazione di tensione	40	50	53
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	11500	5300	4200
Amplificazione di tensione	40	53	56
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	16600	8000	6100
Amplificazione di tensione	44	57	60
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	2,0	2,0	2,0
Resistenza di catodo	17400	8800	7000
Amplificazione di tensione	48	58	63

VALVOLE: 6C6, 6J7, 6J7-G, 6J7-GT, 6W7-G, 12J7-GT, 57

Tensione di alimentazione anodica:	90 volt	180 volt	300 volt
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di schermo	0,44	0,5	0,5
Resistenza di catodo	1100	750	450
Amplificazione di tensione	55	69	82
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di schermo	0,44	5,0	0,53
Resistenza di catodo	1300	800	600
Amplificazione di tensione	66	83	94

Tensione di alimentazione anodica:	**90 volt**	**180 volt**	**300 volt**
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di schermo	1,18	1,18	1,18
Resistenza di catodo	2600	1600	1200
Amplificazione di tensione	85	118	140
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di schermo	1,4	1,4	1,45
Resistenza di catodo	3600	2000	1300
Amplificazione di tensione	92	140	185
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di schermo	2,6	2,9	2,9
Resistenza di catodo	5500	3100	2200
Amplificazione di tensione	120	165	200
Resistenza di placca	0,5	0,5	0,5
Resistenza di griglia	2,0	2,0	2,0
Resistenza di schermo	2,7	2,7	2,95
Resistenza di catodo	5500	3500	2300
Amplificazione di tensione	140	165	230

VALVOLE: 6J5, 6J5-GT, 6SN7-GT, 12J5-GT, 12SN7-GT

Tensione di alimentazione anodica:	**90 volt**	**180 volt**	**300 volt**
Resistenza di placca	0,05	0,05	0,05
Resistenza di griglia	0,1	0,1	0,1
Resistenza di catodo	2070	1490	1270
Amplificazione di tensione	12	13	14
Resistenza di placca	0,05	0,05	0,05
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di catodo	2380	1740	1500
Amplificazione di tensione	13	13	14
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,25	0,25	0,25
Resistenza di catodo	3940	2830	2440
Amplificazione di tensione	13	14	14
Resistenza di placca	0,1	0,1	0,1
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di catodo	4420	3230	2700
Amplificazione di tensione	13	14	14
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	0,5	0,5	0,5
Resistenza di schermo	9760	7000	5770
Amplificazione di tensione	13	14	14
Resistenza di placca	0,25	0,25	0,25
Resistenza di griglia	1,0	1,0	1,0
Resistenza di catodo	10690	8110	6950
Amplificazione di tensione	13	14	14

CAPITOLO SETTIMO

L'AMPLIFICAZIONE FINALE

Polarizzazione di griglia delle amplificatrici finali.

Se la polarizzazione negativa di griglia è ottenuta con una resistenza di catodo, il valore di essa è dato dal rapporto tra la corrente di catodo e la tensione di griglia richiesta. Supponendo che la finale sia una 25B6, funzionante con — 15 volt di griglia, 45 mA di corrente di placca e 5 mA di corrente di schermo, risulta:

Corrente di catodo in ampere $= (45 + 5) \times 10^{-3} = 0{,}05$ ampere

Resistenza di catodo in ohm $= 15 : (50 \times 10^{-3}) = 300$ ohm

Potenza dissipata in watt $= 15 \times (50 \times 10^{-3}) = 0{,}75$ watt

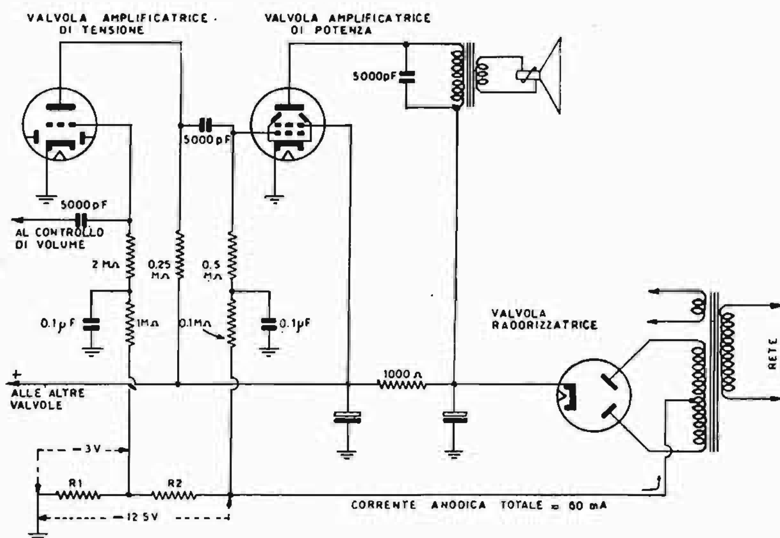
Qualora le valvole finali siano due, il valore della resistenza di catodo viene dimezzato ($300 : 2 = 150$ ohm) mentre quello della potenza dissipata viene raddoppiato ($0{,}75 \times 2 = 1{,}5$ watt).

La tensione negativa di griglia può venir ricavata altrimenti, inserendo una resistenza di valore adeguato tra la massa ed il centro dell'avvolgimento alta tensione del trasformatore d'alimentazione, come in fig. 7.1. Nell'esempio vi sono due resistenze, *R1* e *R2*, una per polarizzare la valvola rivelatrice-amplificatrice, e ambedue per polarizzare la valvola finale. In questo caso anzichè tener conto della corrente catodica di ciascuna valvola si tien conto dell'intera corrente anodica, quella assorbita dall'intero apparecchio, presente nelle due resistenze. Le formule sono indicate in figura. Le tensioni sono: — 3 V per la valvola rivelatrice-amplificatrice e — 12,5 V per la finale.

Caratteristiche anodiche e retta di carico.

Le valvole finali sono generalmente dei pentodi, se sono di tipo europeo, oppure dei tetrodi a fascio, se sono di tipo americano; le loro caratteristiche anodiche sono alquanto diverse da quelle dei triodi, data la presenza della griglia di schermo.

RETTA DI CARICO PER VALVOLA FINALE. — La fig. 7.2 illustra graficamente come va tracciata la retta di carico sulla famiglia di caratteristiche anodiche di un pentodo finale. Per semplicità sono segnate tre sole curve, le essenziali, quella cor-



$$R1 + R2 = \frac{\text{TENSIONE NEGAT VALVOLA FINALE} \times 1000}{\text{CORRENTE ANODICA TOTALE IN mA}} = \frac{12.5 \times 1000}{60} = 210 \text{ OHM}$$

$$R1 = \frac{\text{TENSIONE NEGAT VALV. PREAMPLIF} \times 1000}{\text{CORRENTE ANODICA TOTALE IN mA}} = \frac{3 \times 1000}{60} = 50 \text{ OHM}$$

$$R2 = (R1 + R2) - R1 = 210 - 50 = 160 \text{ OHM}$$

Fig. 7.1. - Calcolo delle resistenze di caduta per polarizzare a —12,5 volt la valvola finale ed a —3 volt la valvola preamplificatrice.

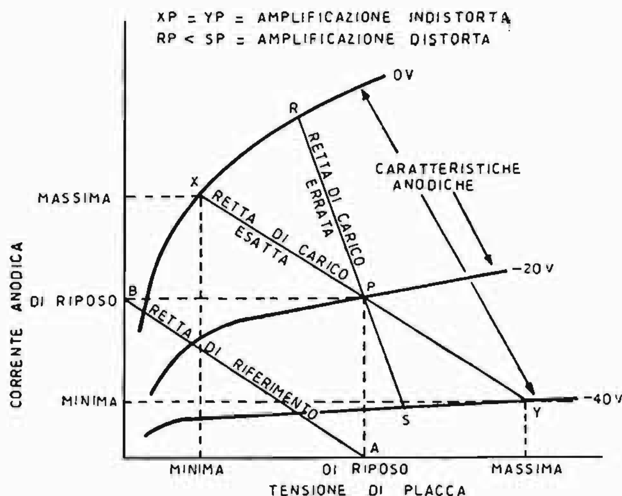


Fig. 7.2. - Esempio di come va tracciata la retta di carico sulle caratteristiche anodiche — tre in figura — di pentodo finale.

rispondente alla tensione negativa di riposo, a —20 volt, e le due corrispondenti alla tensione minima e massima in presenza di segnale, a 0 volt ed a —40 volt. Si inizia segnando sull'asse orizzontale il valore della tensione di placca alla quale vien fatta funzionare la valvola; in figura è indicata con *A*. Il punto *A* viene collegato con la curva centrale, quella a —20 volt, con una retta; il punto d'incontro è segnato con *P*, al quale corrisponde il punto *B* sull'asse verticale. I due punti *A* e *B* consentono di tracciare la retta *AB* detta *retta di riferimento*, in quanto serve a tracciare la *retta di* carico, parallela ad essa e passante per il punto *P*. La retta di carico incontra le due curve esterne nei punti *X* e *Y*.

Non avviene sempre che la retta di carico esatta risulti parallela alla retta di riferimento; è esatta soltanto se i due segmenti *XP* ed *YP* sono eguali, come in figura. Se non risultano eguali, va cercata un'altra retta, facendo fulcro sul punto *P*. Una retta di carico evidentemente sbagliata è quella tra i punti *RPS*, in quanto il segmento *RP* è molto più lungo del segmento *PS*; se i valori di funzionamento della valvola venissero stabiliti in base a questa retta, la distorsione risulterebbe fortissima.

RESISTENZA DI CARICO. — Una volta tracciata la migliore retta di carico, la corrispondente resistenza di carico anodico esterno viene ottenuta con la formula:

$$\text{Resistenza di carico} = \frac{\text{Tensione di placca massima — Tensione di placca minima}}{\text{Corrente di placca massima — Corrente di placca minima}}$$

La fig. 7.4 riporta un esempio, quello del pentodo finale EL41; la tensione di placca è di 250 V, quella di griglia di —6 V; il segmento tra le curve —6 V e —2 V, è uguale a quello tra le curve —6 V e —10 V. Si può fare a meno di considerare le tensioni di placca minime e massime e le correnti anodiche minime e massime, la resistenza di carico esterno è data semplicemente dal rapporto tensione di placca di riposo : corrente anodica di riposo, ossia da 250 : 0,036 = 7000 ohm.

DISSIPAZIONE ANODICA E RESA D'USCITA. — La dissipazione anodica è data dalla corrente anodica moltiplicata per la tensione di placca; nell'esempio di fig. 7.4, relativo alla valvola EL41, la dissipazione anodica è di 0,036 A × 250 V = 9 watt. In figura è segnata la *curva di dissipazione anodica* (Wa) segnando i punti corrispondenti di ciascuna caratteristica anodica. A quella a —4 V, corrispondono i valori di 168 V per la tensione di placca, e di 0,054 A per la corrente anodica, per cui 0,054 × 168 = 9 watt. Tracciata su caratteristiche anodiche, la curva indica la massima dissipazione anodica ammissibile.

La resa d'uscita in watt risulta dalla formula seguente, nella quale interviene l'*efficienza di placca*, di 0,43 per i recenti pentodi europei e di 0,33 per i pentodi americani:

Resa d'uscita in watt = Dissipaz. anodica × Sensib. di placca = 9 × 0,43 = 3,9 watt.

Per il pentodo americano 6K6, funzionante con 250 V di placca e di schermo,

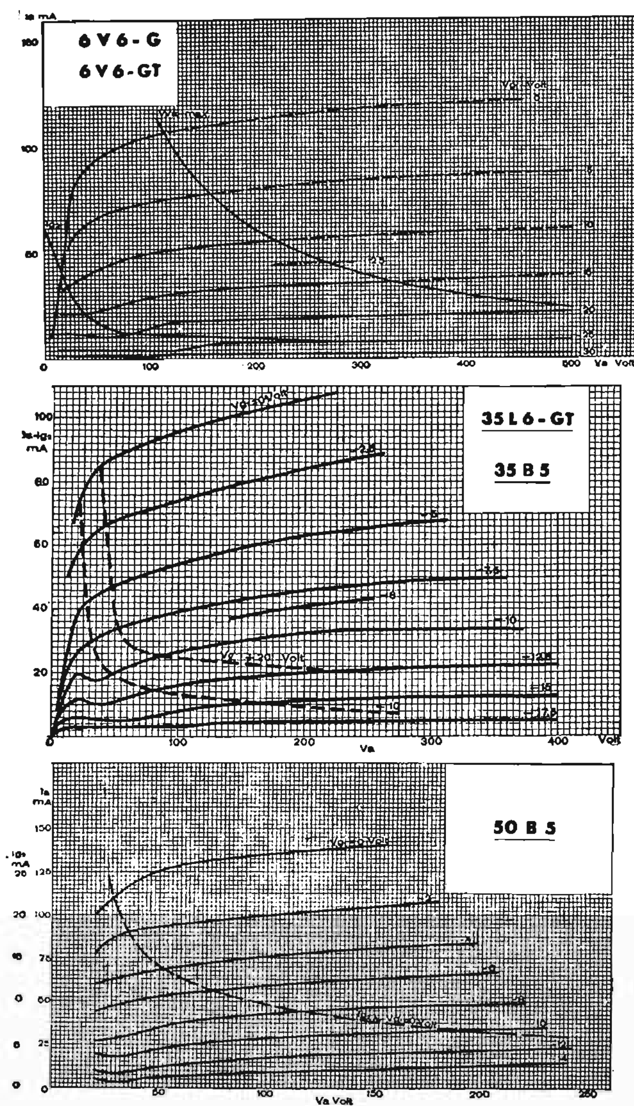
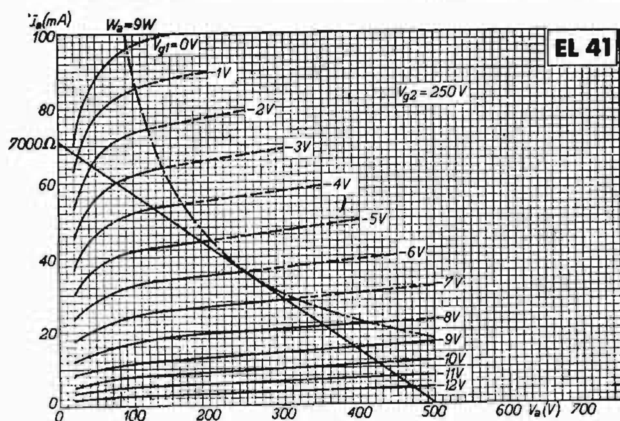


Fig. 7.3. - Caratteristiche anodiche delle principali valvole finali di tipo americano. Per la 6AQ5 valgono le caratteristiche della 6V6.



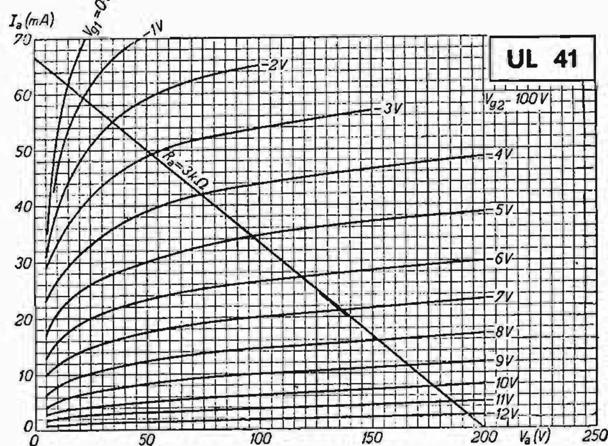


Fig. 7.4. - Caratteristiche anodiche di due delle principali valvole finali di tipo europeo.

e 30 mA di corrente anodica, la dissipazione anodica risulta di 0,03 × 250 = 7,5 watt, e la resa d'uscita risulta di 7,5 × 0,33 = 2,5 watt circa.

EFFICIENZA DI PLACCA. — Di essa è stato detto nelle righe precedenti, comunque se sono noti i valori di corrente anodica, tensione di placca e resa d'uscita,

i quali nel caso del tetrodo finale 6V6 sono rispettivamente di 47 mA, 250 V e 4,5 W, risulta dalla formula:

$$\text{Efficienza di placca} = \frac{\text{Resa d'uscita in watt}}{\text{Corrente anodica in mA} \times \text{Tensione di placca in V} \times 10^{-3}}$$

$$= 4{,}5 : (47 \times 250 \times 10^{-3}) = 4{,}5 : 11{,}75 = 0{,}383$$

per i tetrodi a fascio, e particolarmente per la 6V6, la sensibilità di potenza è di 0,383; può venir anche indicata in percentuale, nel qual caso è del 38,3 %.

Condizioni di funzionamento di valvola finale a triodo.

Tutte le condizioni di funzionamento delle valvole finali a triodo possono venir determinate in base alle loro caratteristiche anodiche, qualora sia data la tensione di alimentazione anodica. Se, ad es., si tratta del triodo finale 2A3, e se la tensione di alimentazione anodica è di 250 volt, si può determinare quali debbano essere le intensità di corrente anodica minima, di riposo e massima, le tensioni di placca minima, di riposo e massima, la resistenza di carico anodico, la resa d'uscita e la percentuale di distorsione armonica.

La fig. 7.5 riporta le caratteristiche anodiche del triodo 2A3, la cui amplificazione è di 4,2 e la cui dissipazione anodica massima è di 15 watt.

Determinare per prima cosa la tensione negativa di griglia in assenza di segnale ossia quella di riposo, la quale risulta dalla formula seguente:

Tensione negativa di griglia in assenza di segnale =

= — (0,68 × Tensione di placca) : Coefficiente d'amplificazione

= — (0,68 × 250) : 4,2 = — 40,5 volt.

Alla tensione negativa di griglia di — 40,5 V e alla tensione di placca di 250 V, la corrente anodica è di 0,08 ampere, per cui la dissipazione anodica è di 250 × × 0,08 = 20 watt, superiore a quella massima sopportabile dalla valvola, che è di 15 watt, come detto. Occorre aumentare la tensione negativa di griglia sino ad ottenere la corrente anodica di 60 mA, ossia 0,06 A. Tale nuova tensione è a — 43,5 volt se la valvola viene accesa con corrente continua, oppure a tale tensione più metà della tensione d'accensione qualora quest'ultima sia alternata, quindi — 45 volt.

È ora possibile tracciare la *retta di carico*, basta tener presente che la corrente anodica massima è il doppio di quella di riposo, ossia è di 120 mA. Si può segnare il punto *P* sulla curva a 0 volt di griglia. Dati questi due punti, *X* e *P*, si può tracciare la retta *XY*.

Dalla retta *XY* risultano i seguenti dati di funzionamento:

a) tensione di placca massima = 365 volt

b) tensione di placca minima = 105 volt

c) corrente anodica minima = 0,012 ampere.

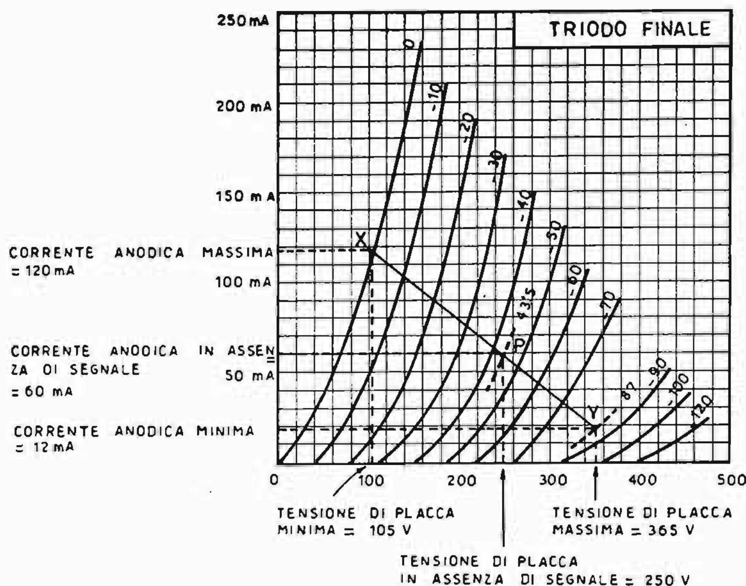


Fig. 7.5. - Esempio di come va tracciata la retta di carico su una famiglia di caratteristiche anodiche di triodo finale.

Con questi dati è facile trovare la resistenza di carico anodico, essendo data dalla formula:

$$\frac{\text{Massima tensione di placca} - \text{Minima tensione di placca}}{\text{Massima corrente anodica} - \text{Minima corrente anodica}} = \frac{365 - 105}{0{,}12 - 0{,}012} = 2410$$

È pure possibile determinare la resa d'uscita mediante la formula seguente:

$$\text{Resa d'uscita} = \frac{(\text{Corr. anod. mass.} - \text{Corr. anod. min.}) \times (\text{Tens. di placca mass.} - \text{Tens. di placca min.})}{8}$$

$$= \frac{(0{,}12 - 0{,}012) + (365 - 105)}{8} = \frac{28{,}08}{8} = 3{,}5 \text{ watt.}$$

Rimane da determinare la percentuale di distorsione armonica, la quale risulta dalla formula:

$$\text{Distorsione seconda armonica} = \frac{\dfrac{\text{Corrente anodica mass.} + \text{Corrente anodica min.}}{2} - \text{Corrente anodica di riposo}}{\text{Corrente anodica massima} - \text{Corrente anodica minima}} \times 100$$

$$= \frac{\dfrac{0{,}12 + 0{,}012}{2} - 0{,}06}{(0{,}12 - 0{,}012)} \times 100 = 5{,}5\,\%$$

La percentuale del 5,5 % è eccessiva; normalmente si evita di superare il 5 %, a tale scopo la resistenza di carico anodico va aumentata per es. da 2410 ohm a 2500 ohm. Così facendo la distorsione scende a 4,9 % mentre la resa d'uscita di 3,5 watt risulta solo lievemente inferiore a tale valore.

Dissipazione anodica e resa d'uscita delle valvole finali.

In fig. 7.6 sono riportate le caratteristiche anodiche di un triodo finale e quelle di un pentodo finale; la differenza essenziale tra le due valvole consiste nel fatto che all'entrata del triodo può venir applicato un segnale d'ampiezza oltre tre volte maggiore di quello presentabile all'entrata del pentodo. Infatti, il segnale può provocare una variazione di 100 volt nella tensione di griglia del triodo, e di 30 volt in quella del pentodo; nonostante ciò la resa d'uscita del pentodo è maggiore di quella del triodo, è di 2,5 watt mentre quella del triodo è di 2 watt. È per effetto di questa maggiore *sensibilità di potenza* che i pentodi — ed i tetrodi a fascio — sono senz'altro preferiti al posto dei triodi, negli apparecchi radio.

Sopra ciascuna delle due famiglie di caratteristiche anodiche è segnato un rettangolo, esso indica la *dissipazione anodica* e la resa d'uscita di ciascuna delle due valvole. Il rettangolo è disegnato tracciando alla base il segmento corrispondente alla tensione anodica di riposo delle due valvole, segnato sull'asse orizzontale. Tale tensione è di 250 volt. Il lato sinistro del rettangolo è tracciato riportando l'altezza del segmento corrispondente alla corrente anodica di riposo delle due valvole. Tale corrente è di 36 milliampere. Nell'esempio, la tensione di placca e la corrente anodica sono le stesse per le due valvole, allo scopo di consentire meglio il loro raffronto. Ciascuno dei due rettangoli rappresenta la dissipazione anodica della propria valvola, la quale è di $0{,}036 \times 250 = 9$ watt.

L'angolo alto a destra di ciascun rettangolo indica quale sia la resa d'uscita. È formato da due segmenti, uno riporta la metà della variazione della tensione di placca in presenza di segnale di massima ampiezza, 100 volt per il triodo e 30 volt per il pentodo; l'altro riporta la metà della corrispondente variazione della corrente anodica.

Per il triodo, la variazione della tensione di placca è di $350 - 120 = 230$ volt, la metà della quale è 115 volt; la variazione della corrente anodica è di $71 - 3 = 68$ milliampere, la metà della quale è 34 milliampere. La resa d'uscita è di $(0{,}034 \times 115) : 2 = 3{,}91 : 2 =$ circa 2 watt.

Per il pentodo, la metà della variazione della tensione di placca è di 200 volt, e la metà della corrente anodica è di 28 milliampere. La resa d'uscita è di $(0{,}028 \times 200) : 2 = 5{,}6 : 2{,}8$ watt.

Rispetto ai triodi, i pentodi presentano l'inconveniente della maggior percentuale di distorsione del segnale amplificato; tale inconveniente è parzialmente eliminato con l'applicazione della reazione inversa, della quale sarà detto nel capitolo nono.

CARATTERISTICHE ANODICHE E CARATTERISTICA TENSIONE DI GRIGLIA/CORRENTE DI PLACCA. — La fig. 7.7 indica come procedere per ottenere la curva caratteristica tensione di griglia/corrente di placca, di cui la fig. 6.1 del cap. 6°, dalla

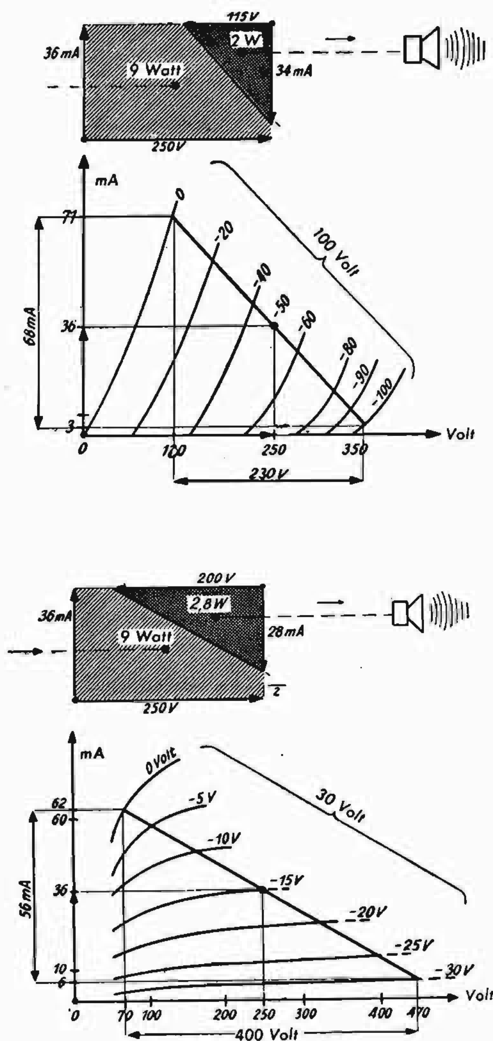


Fig. 7.6. - Esempio di come va tracciato il rettangolo della dissipazione anodica e l'angolo della resa d'uscita, in base alla retta di carico di un triodo (in alto) e di un pentodo (in basso).

famiglia di caratteristiche anodiche. Una retta verticale Ra va tracciata dall'asse orizzontale, dal punto corrispondente alla tensione di placca di riposo, che nell'esempio è di 250 Volt. Vanno segnati i punti d'intersecazione della retta con le caratteristiche anodiche, che in figura sono quelle a — 5, — 10, — 15, — 20, — 25 e — 30 volt. Vanno quindi tracciate altrettante rette orizzontali, terminanti nel punto corrispondente alla tensione di griglia. I punti terminali vanno riuniti con una curva, quella corrispondente alla caratteristica tensione di griglia/corrente di placca. S'intende che tale curva si riferisce alla tensione di lavoro, a 250 volt. Con altra tensione di lavoro si ottiene un'altra curva.

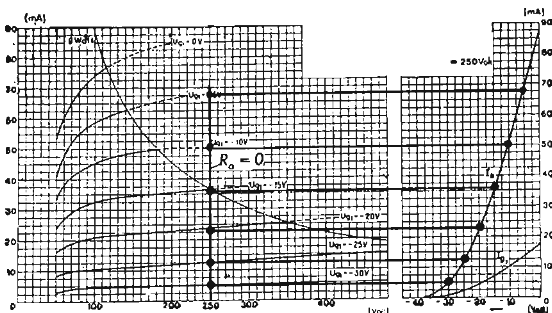


Fig. 7.7. - Esempio di tracciamento della curva caratteristica della tensione di griglia-corrente di placca utilizzando la corrispondente famiglia di caratteristiche anodiche.

Conversione dei dati di funzionamento.

La resa d'uscita dell'apparecchio radio dipende in gran parte dalla tensione di placca della valvola finale. Se, ad es., la finale è una 6V6, e se la tensione di placca e di schermo è di 250 volt, la resa d'uscita è di 4,5 watt. Quale sarà la resa d'uscita riducendo la tensione di placca a 210 volt?

Gli altri dati di funzionamento, con tensione di placca e di schermo di 250 volt, sono i seguenti: tensione di griglia — 12,5 V, corrente di placca 45 mA, corrente di schermo 4,5 mA, resistenza interna 52 000 ohm, resistenza di carico esterno 5000 ohm, transconduttanza 4100 micromho.

A) *Nuova tensione di griglia* — Il rapporto tensioni di placca è 210 : 250 = 0,84, per cui la nuova tensione di griglia è

$$-12,5 \times 0,84 = -10,5 \text{ volt.}$$

B) *Nuove correnti di placca e di schermo.* — Il fattore di conversione per le correnti di placca e di schermo è: $0,84 \times \sqrt{0,84} = 0,76$ per cui le nuove correnti

sono:

$$45 \times 0,76 = 34,2 \text{ milliampere di placca,}$$

$$4,5 \times 0,76 = 3,4 \text{ milliampere di schermo.}$$

C) *Nuova resistenza interna e nuova resistenza di carico.* — Il fattore di conversione è dato dal rapporto tra i due fattori precedenti, quello per la tensione di placca, di 0,84, e quello per le correnti, di 0,76, ossia è dato da 0,84 : 0,76 = 1,11, per cui:

$$52\,000 \times 1,11 = 57\,720 \text{ ohm, nuova resistenza interna,}$$

$$5\,000 \times 1,11 = 5\,550 \text{ ohm, nuovo carico esterno.}$$

D) *Nuova transconduttanza.* — Il fattore di conversione è dato da 1 : 1,11 = 0,9, per cui:

$$4100 \times 0,9 = 3690 \text{ micromho, nuova transconduttanza.}$$

E) *Nuova resa d'uscita.* — Il fattore di conversione è dato dalla moltiplicazione del fattore di conversione per la tensione di placca per il fattore di conversione per la corrente, data la legge di Ohm, tale fattore è perciò eguale a $0,84 \times 0,76 = 0,638$, per cui:

$$4,5 \times 0,638 = 2,87 \text{ watt, nuova resa d'uscita.}$$

Valvole finali in controfase.

La resa d'uscita dell'apparecchio radio può venir aumentata, utilizzando due valvole finali al posto di una sola; le due valvole possono venir accoppiate *in parallelo* oppure *in controfase* (push-pull). Le finali in parallelo hanno gli elettrodi direttamente collegati, griglia con griglia, placca con placca, ecc.; le due valvole funzionano come una valvola sola, con corrente anodica doppia. Se, ad es., con una sola 6V6 è possibile ottenere 4,5 watt di resa, con 8 % di distorsione, con due 6V6 in parallelo si ottengono 9 watt sempre con 8 % di distorsione; con due 6V6 collegate in controfase si otterrebbero invece 10 watt con 5 % di distorsione, maggiore potenza e minore distorsione.

La fig. 7.8 indica due valvole finali in controfase; le loro griglie sono collegate agli estremi dell'avvolgimento secondario, provvisto di presa al centro, del *trasformatore intervalvolare*, con il quale il segnale presente nel circuito di placca della valvola amplificatrice di tensione viene trasferito all'entrata delle due finali. Con tale trasformatore, a ciascuna semionda del segnale da amplificare corrispondono due semionde, quella positiva e quella negativa, poichè a ciascuna metà del secondario è presente lo stesso segnale, ma di polarità opposta.

Nell'esempio di figura, la tensione negativa di griglia delle due finali è di — 6 volt; il segnale in arrivo fa aumentare tale tensione a — 10 volt alla griglia della valvola in alto, e nello stesso tempo fa scendere la tensione di griglia a — 2 volt alla valvola in basso. La successiva semionda del segnale farà scendere a — 2

volt la tensione di griglia della valvola in alto, e salire a — 10 volt quella della valvola in basso.

La corrente di placca aumenta in una delle due valvole tanto quanto diminuisce nell'altra valvola, come i piatti di una bilancia, dei quali uno sale tanto quanto l'altro scende. In figura, alla tensione di griglia di riposo di — 6 volt corrisponde in ciascuna valvola la corrente di placca di 20 milliampere; quando essa aumenta di 15 mA in una delle valvole, diminuisce di altrettanto nell'altra valvola. Il trasformatore d'uscita è provvisto di due avvolgimenti primari in serie; in assenza di segnale, quando ciascuna delle due valvole è percorsa da 20 mA, i due primari sono percorsi da correnti

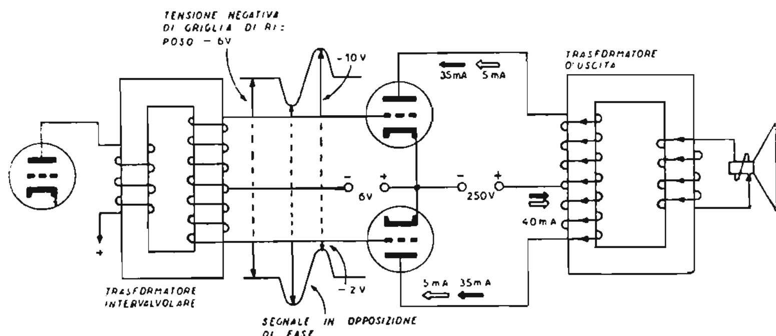


Fig. 7.8. - Principio di funzionamento di due valvole finali in controfase.

di eguale intensità ma di senso opposto, per cui non vi è flusso magnetico nel nucleo di ferro, in quanto l'effetto di due correnti eguali ed opposte è nullo. Non vi è nessuna corrente nel secondario.

Non appena è presente un segnale e la corrente aumenta in una valvola e diminuisce nell'altra, vi è flusso magnetico e vi è corrente nel secondario.

Se le variazioni della tensione di griglia delle due valvole fossero in fase, se cioè aumentassero e diminuissero insieme, le due correnti aumenterebbero e diminuirebbero insieme, si avrebbero due correnti eguali e di senso opposto, quindi nessuna corrente nel secondario; l'altoparlante rimarrebbe muto. Se la tensione anodica di alimentazione non è ben livellata, e la corrente anodica fluttua, l'altoparlante non riproduce ronzio, poichè le fluttuazioni di corrente sono sempre eguali ed opposte; non è necessario livellare accuratamente la corrente di alimentazione anodica.

Poichè in assenza di segnale, il nucleo di ferro non è percorso da flusso, vi è minor pericolo di saturazione e di attenuazione delle frequenze basse. La distorsione armonica viene annullata, quindi è possibile far lavorare le valvole anche nel tratto non-lineare della caratteristica, aumentando la tensione negativa di griglia di riposo, ad es. da — 12,5 volt come necessario per una 6V6 finale funzionante a 250 volt di placca e di schermo, a — 15 volt come necessario per due 6V6 finali in contro-

fase, funzionanti alla stessa tensione di placca e di schermo; aumentando la tensione di griglia è possibile aumentare l'ampiezza del segnale all'entrata e così ottenere una maggior resa d'uscita.

Al posto del trasformatore intervalvolare viene spesso utilizzata un'impedenza con presa al centro, come nell'esempio di fig. 7.12. È necessario che l'impedenza sia

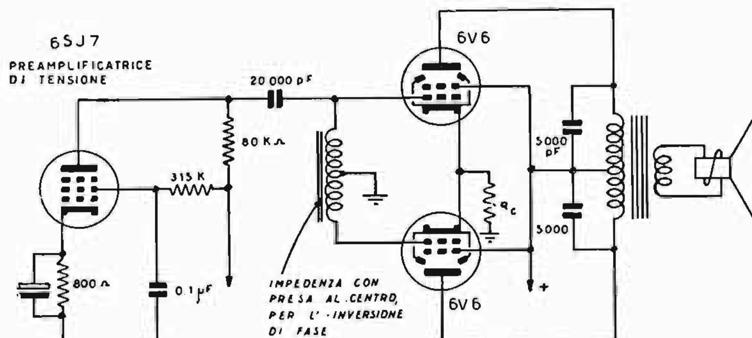


Fig. 7.9. - Stadio finale a valvole in controfase collegate con impedenza provvista di presa al centro.

bene schermata onde evitare la captazione di ronzio, dato che esso verrebbe presentato in opposizione di fase alle due finali e amplificato.

L'inversione di fase.

PRINCIPIO GENERALE. — Nella maggior parte degli apparecchi con due valvole finali, l'inversione di fase è ottenuta con una valvola a due triodi, la quale provvede anche alla seconda amplificazione di tensione del segnale. È generalmente usata una valvola di tipo americano 6SL7, oppure una di tipo europeo ECC40.

Dalla valvola rivelatrice, il segnale da amplificare giunge all'entrata di uno solo dei due triodi, viene amplificato e trasferito all'entrata di una sola delle due valvole finali. Dalla resistenza di griglia di tale valvola finale viene prelevata una piccola parte del segnale, e trasferita all'entrata dell'altro triodo, il quale la amplifica e la fa quindi pervenire all'entrata dell'altra valvola finale.

In tal modo ad ambedue i triodi giunge lo stesso segnale, ma mentre ad uno di essi giunge la semionda positiva del segnale, all'altro giunge la semionda negativa. Ciò avviene per il fatto che il segnale amplificato è in opposizione di fase rispetto al segnale da amplificare; questo fatto importante è stato già illustrato nel capitolo precedente, nell'esaminare l'effetto delle variazioni della tensione di griglia sull'intensità della corrente di placca, v. fig. 6.1.

Poichè il segnale amplificato, presente ai capi della resistenza di griglia della

valvola finale, è in opposizione di fase rispetto al segnale all'entrata del triodo che lo ha amplificato, si provvede a prelevarne una piccola parte ed a trasferirla all'altro triodo, tenendo conto che l'ampiezza del segnale prelevato deve essere la stessa del segnale da amplificare presente all'entrata del primo triodo, in modo che il segnale amplificato presente all'entrata delle finali sia della stessa ampiezza.

ESEMPI PRATICI. — La fig. 7.10 illustra un esempio tipico, nel quale l'inversione di fase è ottenuta con i due triodi di una 6SL7. Parte del segnale amplificato viene prelevato dalla presa della resistenza *R1*, di 0,5 megaohm. Il valore della presa va calcolato in base al guadagno dello stadio, che può venir determinato nel modo

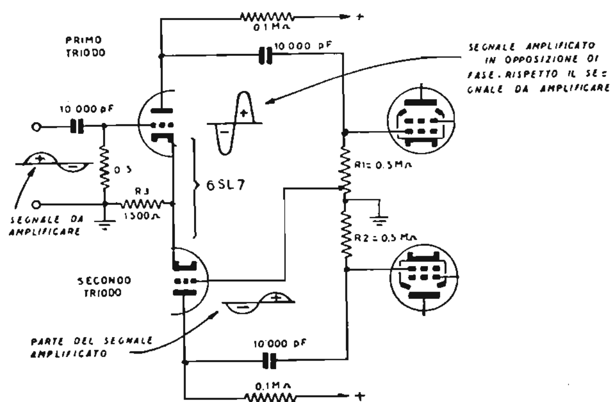


Fig. 7.10. - Principio dell'inversione di fase con doppio triodo; alla griglia controllo del triodo segnato in basso giunge una parte del segnale presente ai capi della resistenza di griglia della valvola finale segnata in alto.

noto, oppure ricavato dalle tabelle. Da esse risulta che il guadagno di un triodo della 6SL7, con resistenza di placca di 0,1 megaohm e con resistenza di griglia della valvola finale di 0,5 megaohm, è di 37, qualora la tensione anodica sia di 180 volt. Al secondo triodo occorre trasferire la 37ma parte del segnale presente all'entrata della valvola finale, per cui la presa deve essere di 500 000 : 37 = 13 513 ohm. La resistenza di griglia *R1* deve essere formata da una resistenza di 486 487 ohm e l'altra di 13 513 ohm.

Se al posto di una 6SL7 viene usata una europea ECC40, la resistenza *R1* conviene sia formata da una resistenza di 0,7 megaohm in serie con altra di 27 300 ohm; *R2* pure di 0,7 megaohm ed *R3* di 1000 ohm.

Poichè è difficile ottenere la perfetta divisione di tensione del segnale, data la difficoltà di avere a disposizione resistenze del valore esattamente richiesto, que-

sto circuito invertitore di fase è poco usato. Il *circuito auto-bilanciato* di fig. 7.11 è preferito, poichè non richiede alcuna resistenza di valore preciso, ed utilizza la reazione inversa. In questo caso le resistenze *R1* ed *R2* sono di eguale valore, nell'esempio di 0,25 megaohm, mentre *R3* può essere di 0,1 megaohm o altro valore, es-

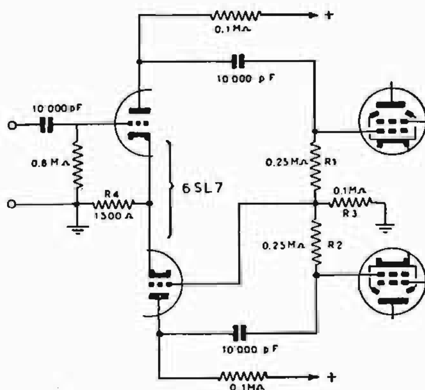


Fig. 7.11. - Principio di circuito ad inversione di fase di tipo autobilanciato.

sendo possibile sperimentare più valori. Sono in uso pratico resistenze di valore tra 10 000 e 300 000 ohm.

Con valvola ECC40 al posto della 6SL7 i valori più opportuni sono i seguenti: *R1* = 0,41 megaohm, *R2* = 0,47 megaohm, *R3* = 0,22 megaohm, R4 = 1100 ohm.

Inversione di fase a circuito catodina.

Il *circuito catodina* è illustrato dalla fig. 7.12. In questo circuito, il segnale amplificato dal primo triodo, quello in alto, viene trasferito per accoppiamento diretto alla griglia dell'altro triodo, quello in basso. Il segnale amplificato viene prelevato dal catodo e dalla placca del secondo triodo. Il segnale prelevato dal catodo è in opposizione di fase rispetto quello prelevato dalla placca, per il fatto che la resistenza di placca, la resistenza interna della valvola, e la resistenza di catodo formano un divisore di tensione, ed il segnale viene prelevato dal lato basso della resistenza di placca e dal lato alto della resistenza di catodo. L'accoppiamento diretto griglia-placca è possibile grazie al valore assai alto della resistenza di catodo, di 150 000 ohm nell'esempio. In tal modo il catodo del triodo in basso si trova a tensione positiva maggiore della placca del triodo in alto, quindi pur essendo la griglia positiva, essa è a tensione negativa rispetto al proprio catodo.

CATODINA CON TRIODO SEPARATO. — L'inversione di fase è realizzabile anche con un solo triodo, usato a tale scopo, utilizzando il circuito catodina. La fig. 7.13 illustra un esempio pratico di stadio finale con due 6L6 finali precedute da un pentodo 6SJ7 usato quale triodo inversore di fase. Va notato che la resistenza di

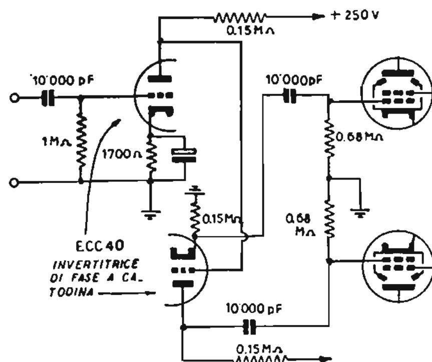


Fig. 7.12. - Principio del circuito inversore di fase a catodina. La placca del triodo segnato in alto è direttamente collegata alla griglia del triodo segnato in basso. Le due finali sono collegate rispettivamente al catodo ed alla placca del triodo sottostante.

catodo è formata da due resistenze, una (*R1*) di 835 ohm, valore adatto per ottenere la tensione negativa di griglia, e l'altra (*R2*) di 24 000 ohm, tale cioè da essere circa eguale alla resistenza di placca (*R3*) di 25 000 ohm. La resistenza di griglia è colle-

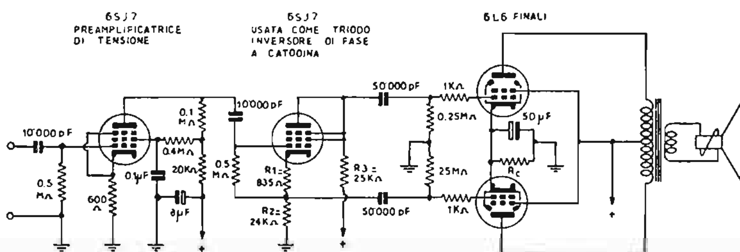


Fig. 7.13. - Esempio di stadio finale in controfase preceduto da preamplificatore ad alto guadagno, adatto per radiofonografi a tre velocità.

gata tra *R1* e *R2*, come necessario. La caduta di tensione ai capi della resistenza di catodo (*R1* + *R2*) è eguale a quella ai capi della resistenza di placca. Il segnale presente all'entrata della valvola, ai capi della resistenza di griglia si trasferisce senza

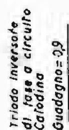


Fig. 7.14. - Esempio di stadio finale per radiofonografo per soli dischi a 118 giri, o per apparecchio radio di potenza elevata. La rilevazione è ottenuta dalla valvola amplificatrice di media frequenza, in tal modo le valvole sono complessivamente sei, compresa la raddrizzatrice.

amplificazione, ma invertito di fase all'uscita della valvola, ai capi della resistenza di placca, e risulta pure ai capi della resistenza di catodo, in fase con quello ai capi della resistenza di griglia, e perciò in opposizione di fase rispetto quello presente nel circuito di placca.

Lo svantaggio di questo circuito è quello di non consentire alcuna amplificazione, per cui è necessario far precedere la valvola invertitrice di fase da una valvola preamplificatrice, che nell'esempio è una 6SJ7. È per questa ragione che è opportuno l'uso di una valvola a doppio triodo anche per il circuito catodina, poichè un triodo può provvedere all'amplificazione di tensione e l'altro all'inversione di fase,

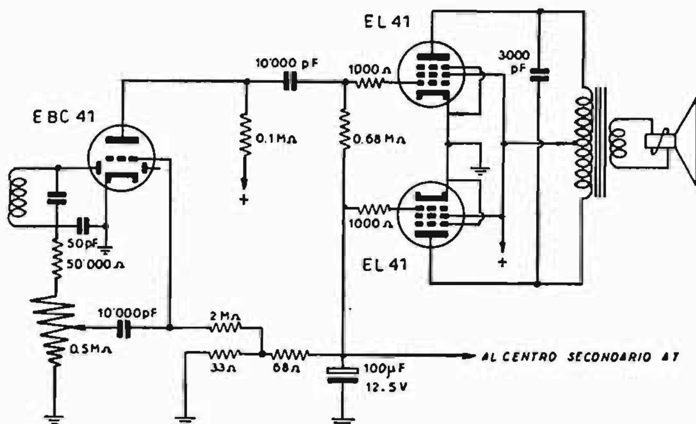


Fig. 7.15. - Altro esempio di stadio finale con due valvole in controfase adatto per apparecchio a sei valvole, raddrizzatrice compresa. È questa la disposizione più semplice, utilizzabile solo con finali con catodo a massa.

come appunto in fig. 7.12. Qualora l'invertitrice di fase sia separata, e sia usato un triodo 6J5, conviene il valore di 50 000 ohm tanto per la resistenza di placca quanto per quella di catodo.

STADIO FINALE PER APPARECCHIO A SEI VALVOLE. — La fig. 7.14 riporta un esempio di stadio finale con due EL41 precedute da un doppio triodo 6SL7, a circuito catodina. Il diodo rivelatore è presente nella valvola amplificatrice di media frequenza EBF32. In tal modo le valvole sono complessivamente sei: la convertitrice, l'amplificatrice MF, il doppio triodo amplificatore BF e inversore di fase, le due finali e la raddrizzatrice. È la disposizione utilizzata dall'Incar.

La tensione del segnale rivelato, presente ai capi del controllo di volume, è applicata all'entrata del primo triodo della 6SL7, con guadagno dello stadio di 33.

Il segnale amplificato è trasferito all'entrata del secondo triodo della stessa valvola, il cui guadagno è di circa 0,9, per cui il guadagno complessivo risulta di 29,7, sufficiente per pilotare le due finali a piena resa d'uscita.

L'entrata di una delle finali è collegata al circuito di placca del secondo triodo della 6SL7, mentre quella dell'altra valvola è collegata al circuito di catodo dello stesso triodo. Alla resistenza di catodo è aggiunta in serie una resistenza di 50 000 ohm, essendo dello stesso valore la resistenza di placca del secondo triodo. Con la tensione di placca e di schermo di 250 volt alle finali, la resa d'uscita è di 9 watt, con circa 3 % di distorsione.

FINALE CON GRIGLIA A MASSA. — Nell'esempio di fig. 7.15 la griglia controllo di una delle due finali è a massa, ossia è collegata all'altro estremo della resistenza di griglia, la quale è una sola; ciò è possibile per il fatto che i due catodi sono collegati insieme, per cui tra la griglia ed il catodo di ciascuna valvola finale vi è lo stesso segnale, ma invertito di fase. Questo tipo di stadio finale è stato utilizzato in un apparecchio Philips della stagione 1951.

CAPITOLO OTTAVO

IL CONTROLLO DI TONALITÀ DELL'APPARECCHIO RADIO

Principi basilari.

Il controllo di tono consente di adeguare la tonalità della riproduzione sonora alle esigenze dell'ascoltatore, al genere della riproduzione (parlato, musica, cori) e ad attenuare i disturbi che generalmente accompagnano la ricezione delle emittenti lontane. Il tipo comune di controllo di tono consiste semplicemente di una resistenza variabile, a variazione logaritmica, in serie con un condensatore fisso; è disposto in modo che a mano a mano che la resistenza viene esclusa, le frequenze alte del segnale vengano attenuate, e non risultino riprodotte dall'altoparlante se non in minima parte. Viene inserito nel circuito di placca della valvola rivelatrice-amplificatrice di tensione, ed in tal caso vien detto *di placca*, oppure nel circuito di griglia della valvola finale, ed allora vien detto *di griglia*.

Il controllo di tono si basa sul fatto che la resistenza che il condensatore oppone alle audiofrequenze varia al variare della frequenza. Tale resistenza vien detta *reattanza capacitativa;* l'unità di misura è l'ohm. La reattanza capacitativa è di basilare importanza per l'accoppiamento delle valvole, per i filtri di frequenza, per i controlli di tono, per la compensazione di tonalità e per i controlli di responso con o senza reazione inversa.

REATTANZA CAPACITATIVA. — L'intensità della corrente alternativa che percorre una capacità, aumenta con l'aumentare della sua frequenza e con l'aumentare della capacità. In presenza di correnti alternative (a radiofrequenza, a videofrequenza, ad audiofrequenza, ecc.) il condensatore si comporta come una resistenza il cui valore dipende dalla frequenza di tali tensioni; più alta è la frequenza, più bassa è la resistenza che il condensatore oppone. Correnti a radiofrequenza, di milioni di cicli al secondo, passano attraverso i condensatori di capacità elevata, di qualche microfarad, come se fossero in corto circuito, senza incontrare alcuna resistenza, o tanto piccola da poter essere trascurata. Le correnti a frequenza molto bassa incontrano invece resistenze elevate, ed anche elevatissime se la capacità è piccola; così, ad es. il condensatore di 1000 pF oppone la resistenza di 3 184 713 ohm alla frequenza di 50 cicli al secondo.

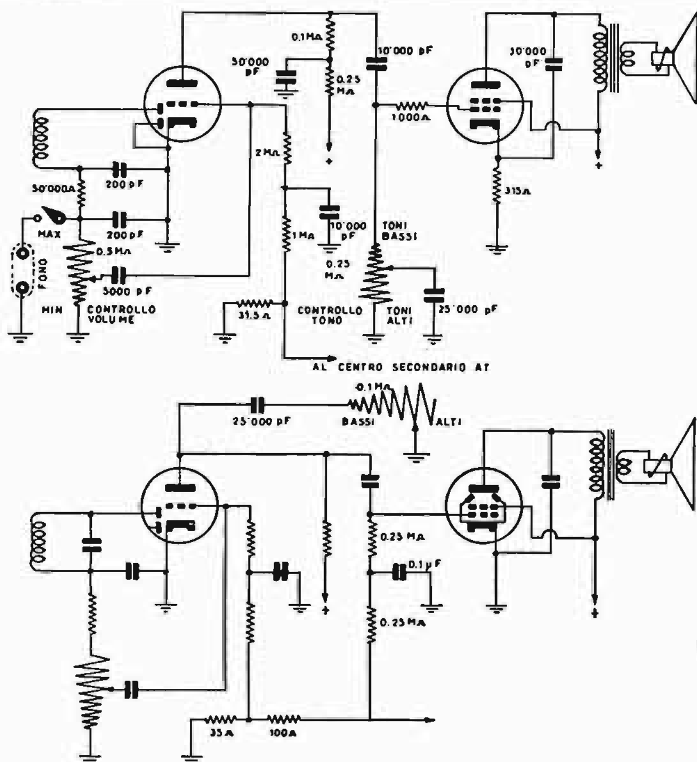


Fig. 8.1 - Esempi di controllo di tono.

La reattanza capacitativa risulta dalla formula seguente:

$$\text{Reattanza capacitativa in ohm} = \frac{1\,000\,000}{2\,\pi \times \text{frequenza in cicli} \times \text{Capacità in microfarad}}$$

Se, ad es., la frequenza è di 100 cicli, e la capacità di 25 000 picofarad, ossia di 0,025 microfarad, la reattanza risulta di:

Reattanza capacitativa = 1 000 000 : (6,28 × 100 × 0,025) = 64 100 ohm.

Alla frequenza di 50 cicli, il condensatore oppone il doppio della reattanza indicata, ossia 128 200 ohm, mentre alla frequenza di 1000 cicli, oppone la decima parte, cioè 6410 ohm. Il nomogramma di fig. 8.2 consente di conoscere rapidamente

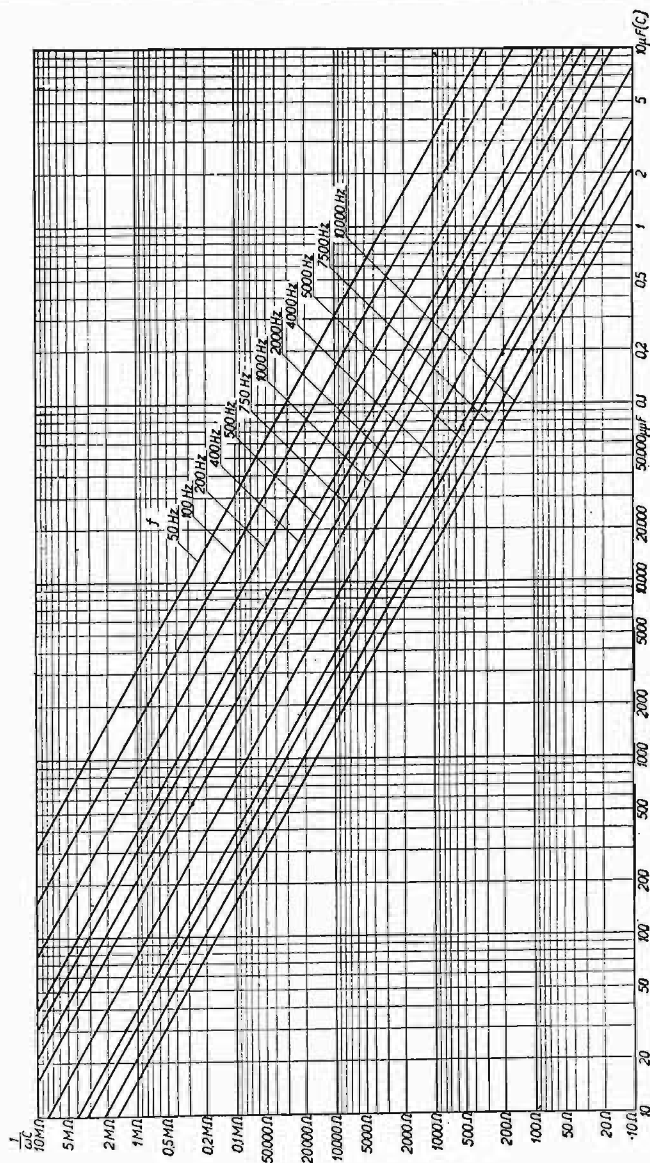


Fig. 8.2 - Questo nomogramma consente di conoscere rapidamente la reattanza capacitativa in ohm o in megaohm dei condensatori da 10 pF a 10 μF, alle varie frequenze da 50 cicli (Hz) a 10 000 cicli.

la reattanza capacitativa corrispondente alle principali capacità e frequenze. Si supponga di voler conoscere quale sia la reattanza del condensatore di 10 000 pF alla frequenza di 5000 cicli; si cerca anzitutto la retta corrispondente a 5000 cicli (indicata nel nomogramma con 5000 Hz) quindi in basso la capacità di 10 000 pF; tirando una linea orizzontale si trova che la reattanza è circa di 3000 ohm. Per gli usi pratici non è necessaria una maggior precisione. La reattanza esatta è di 3185 ohm.

Se la capacità viene moltiplicata per un dato numero, e la frequenza viene divisa per quello stesso numero, o viceversa, la reattanza rimane invariata. Così, è di 3185 ohm per la capacità di 10 000 pF alla frequenza di 5000 cicli, ma è anche di 3185 ohm per la capacità di 1000 pF alla frequenza di 50 000 cicli, e per la capacità di 100 pF alla frequenza di 500 000 cicli; e nello stesso modo è sempre di 3185 ohm

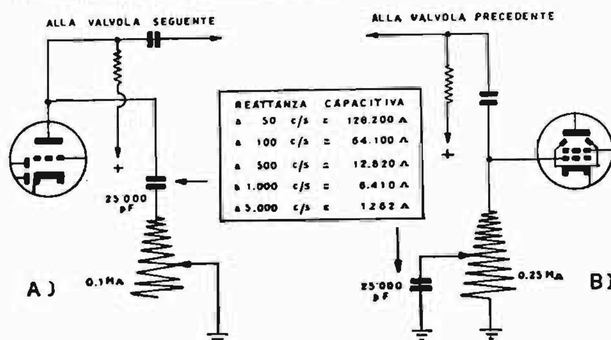


Fig. 8.3. - A) Controllo di tono nel circuito di placca; B) Controllo di tono nel circuito di griglia.

per la capacità di 50 pF alla frequenza di 1 milione di cicli, di 500 pF alla frequenza di 100 000 cicli, di 5000 pF alla frequenza di 10 000 cicli, di 50 000 pF alla frequenza di 1000 cicli, di 500 000 pF alla frequenza di 100 cicli, e così di seguito.

PRINCIPIO DEL CONTROLLO DI TONO. — La fig. 8.3 illustra in *A*) un esempio di controllo di tono nel circuito di placca di valvola rivelatrice-amplificatrice di tensione.

Il valore della resistenza variabile non può essere troppo basso, poichè il carico esterno della valvola risulterebbe insufficiente per ottenere un'adeguata amplificazione del segnale, e non può neppure essere troppo alto, poichè allora non si otterrebbe più una efficiente regolazione dell'attenuazione delle frequenze alte. In ogni caso, il controllo di tono costituisce una perdita, per cui non può venir applicato a piccoli apparecchi senza trasformatore, ma solo in apparecchi in cui l'amplificazione totale consente una riduzione senza eccessiva perdita della resa d'uscita.

Il valore del condensatore dipende dall'entità di attenuazione che si desidera

ottenere; il valore di 5000 pF è il minimo, quello di 50 000 pF è il massimo; valori normali sono quelli di 15 000, 20 000 e 25 000 picofarad. Maggiore è la capacità, maggiore è anche la perdita d'amplificazione del segnale. Va tenuto conto che al condensatore è applicata la tensione di placca, per cui può andare in cortocircuito se non è sufficientemente isolato.

La fig. 8.3 illustra in *B*) un controllo di tono nel circuito di griglia della valvola finale. In questo caso la resistenza variabile è utilizzata quale resistenza di placca, ma la perdita di amplificazione del segnale si verifica ugualmente, poichè considerando il cursore al centro della corsa, i 9 decimi della resistenza totale sono in pa-

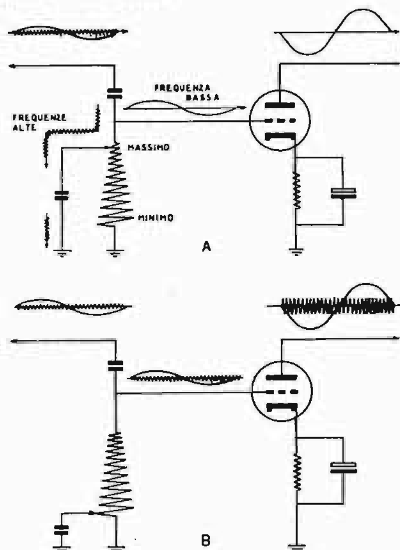


Fig. 8.4 - Azione del controllo di tono nel circuito di griglia.

rallelo con la reattanza del condensatore, la quale è bassissima per le frequenze elevate del segnale, come si può notare dalla tabellina, e non è alta neppure per le frequenze alte del segnale, essendo di 128 200 ohm per la frequenza più bassa, quella di 50 cicli, confrontata con la resistenza di griglia, di 0,25 megaohm. Risulta che la capacità di 25 000 pF è alta, e che conviene utilizzare una capacità minore, da 5000 a 10 000 pF, onde evitare un'eccessiva perdita di potenza.

Il controllo di tono può essere costituito dalla solita resistenza variabile in serie con il condensatore, posto in parallelo alla resistenza di griglia, ma l'inconveniente citato rimane lo stesso, poichè nella posizione di massimo, con la resistenza esclusa, la griglia della valvola è direttamente collegata a massa dal condensatore, la cui reattanza è bassissima alle frequenze alte del segnale.

Sia per questo inconveniente, sia per il fatto che il controllo di tono non fa altro che attenuare le frequenze alte, senza determinare alcun rinforzo delle frequenze basse, esso è ormai in disuso.

Controllo della tonalità mediante la variazione della capacità di accoppiamento.

PRINCIPIO GENERALE. — La variazione della capacità di accoppiamento modifica la tonalità della riproduzione sonora, rendendola più o meno brillante, per il fatto che la capacità di accoppiamento si trova in serie con la resistenza di griglia, come indica la fig. 8.5 e forma con essa un divisore di tensione. Per tale ragione,

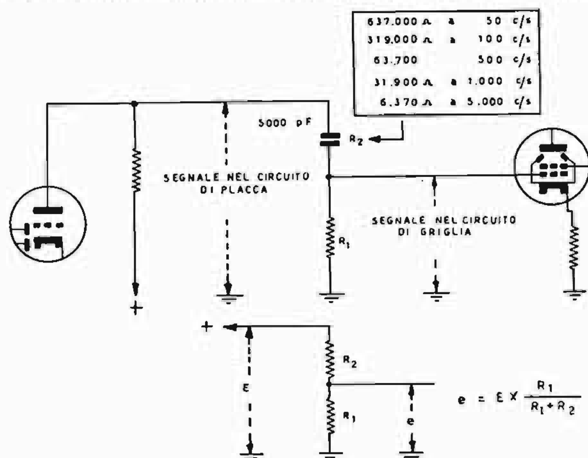


Fig. 8.5 - La capacità di accoppiamento e la resistenza di griglia, formano un divisore di tensione.

solo una parte del segnale presente nel circuito di placca della valvola amplificatrice di tensione viene effettivamente trasferito nel circuito di griglia della valvola finale. Questo è il maggior inconveniente dell'accoppiamento a resistenza-capacità, ma esso risulta inevitabile, ed è minore degli inconvenienti presentati dall'accoppiamento a trasformatore, in uso un tempo.

Si supponga che nel circuito di placca sia presente un segnale alla frequenza di 50 cicli, da trasferire nel circuito di griglia, tramite un condensatore di 5000 pF, come in fig. 8.5. La reattanza capacitiva di tale condensatore alla frequenza di 50 cicli è di circa 637 000 ohm. Si supponga che il valore della resistenza di griglia sia quello normale di 500 000 ohm. Con la formula indicata in figura si può calcolare quale percentuale della tensione del segnale risulterà presente all'entrata della valvola finale, ossia ai capi della resistenza di 500 000 ohm, visto che essa si trova in

serie con altra di 637 000 ohm. Tale tensione sarà minore della metà. Quindi più della metà del segnale a 50 cicli viene perduto durante il trasferimento dalla placca della valvola alla griglia della successiva.

Se si tratta di segnale a frequenza elevata, per es. a 5000 cicli, la perdita risulta molto minore, poichè a tale frequenza la reattanza del condensatore è di appena 6370 ohm, cento volte minore, per cui praticamente tutto il segnale passa dalla placca alla griglia. Nel trasferimento del segnale da una valvola all'altra si perdono soprattutto le sue frequenze basse.

Da quanto sopra risulta evidente che la resistenza di griglia dovrebbe essere di valore elevatissimo, onde consentire il trasferimento di tutte le frequenze del segnale, senza attenuazione apprezzabile; in pratica, ciò non è possibile, per varie ragioni, una delle quali è la conseguente instabilità dello stadio amplificatore. Negli apparecchi comuni la resistenza di griglia è di 10 MΩ solo all'entrata della sezione triodo della valvola rivelatrice-amplificatrice, mentre è di un MΩ all'entrata della valvola finale. Negli apparecchi di classe, ad alta amplificazione, questi valori possono essere notevolmente minori.

ESEMPI PRATICI. — La fig. 8.6 riporta due esempi tratti da apparecchi di serie; nell'esempio *A*) la variazione di tonalità è ottenuta mediante la sostituzione del con-

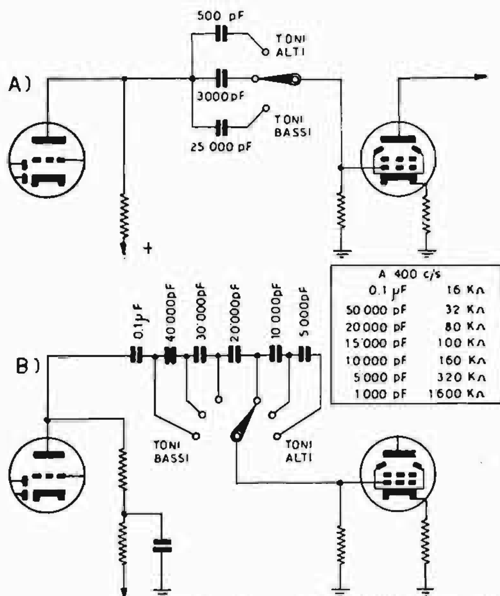


Fig. 8.6 - Esempi di controlli di tonalità mediante variazione della capacità di accoppiamento.

densatore di accoppiamento, nell'esempio *B*) è invece ottenuta variando la capacità di accoppiamento. Nel primo esempio vi sono tre condensatori, uno da 500 pF — al quale corrisponde la riproduzione sonora brillante, senza toni bassi —, uno da 3000 pF — al quale corrisponde una riproduzione di tonalità media —, ed uno da 25 000 pF, che consente la riproduzione anche delle frequenze basse del segnale.

Nell'esempio *B*) vi sono sei condensatori, uno dei quali da 0,1 microfarad, inserito per la riproduzione con toni bassi; è questa la massima capacità che sia possibile utilizzare senza inconvenienti. Nella seconda posizione dell'inseritore, al condensatore di 0,1 microfarad è collegato in serie un altro di 40 000 picofarad. La capacità risultante è data dalla solita formula: (100 × 40) : (100 + 40) = 28 mila picofarad circa. Nella terza posizione, alla capacità di 28 mila picofarad è aggiunta un'altra di 30 mila picofarad, e così di seguito, in modo da diminuire gradatamente la capacità di accoppiamento e quindi da aumentare l'attenuazione dei toni bassi.

In alcuni apparecchi la variazione della capacità di accoppiamento è ottenuta con due o tre posizioni del *commutatore di tonalità*, al quale fanno parte altri circuiti di compensazione a reazione inversa, come si vedrà meglio in seguito.

Il regolatore dei toni alti.

Il regolatore dei toni alti si basa sul fatto che il condensatore di accoppiamento e la resistenza di griglia formano un divisore di tensione, un braccio del quale è fisso (la resistenza di griglia) e l'altro è variabile al variare della frequenza del segnale

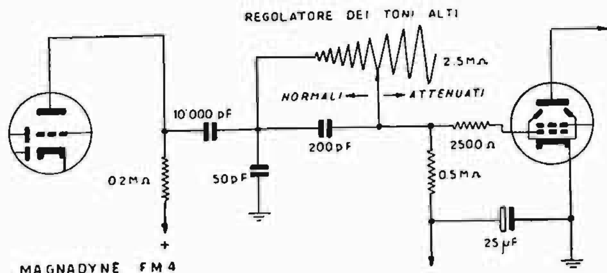


Fig. 8.7 - Esempio di regolatore dei toni alti.

(la reattanza del condensatore di accoppiamento). Per regolare l'attenuazione delle varie frequenze del segnale basterebbe poter collocare una resistenza variabile in parallelo al condensatore di accoppiamento, ciò che non si può fare poichè essa trasferirebbe nel circuito di griglia la tensione positiva presente nel circuito di placca. Si può però mettere un condensatore di piccola capacità in serie al condensatore di accoppiamento, e regolare la reattanza capacitativa del condensatore aggiunto mediante una elevata resistenza variabile posta in parallelo, come indica la fig. 8.7.

Il funzionamento del regolatore dei toni alti risulta evidente se si considerano due casi estremi, quello in cui la resistenza variabile è completamente esclusa, e

quindi il condensatore aggiunto è in cortocircuito, e quella in cui la resistenza variabile è completamente inserita. Basta osservare il comportamento dell'insieme a due frequenze estreme, una molto bassa, ad es. 50 cicli, e l'altra molto alta, ad es. 5000 cicli.

Nella posizione in cui la resistenza variabile è completamente esclusa, il condensatore aggiunto è in cortocircuito, ed il divisore di tensione è formato dal solo condensatore di accoppiamento e dalla resistenza di griglia. In queste condizioni, la tensione del segnale si divide in modo che quella ai capi della resistenza di griglia risulta come segue:

$$\text{Segnale nel circuito di placca} \times \left(\frac{\text{Resistenza di griglia}}{\text{Resistenza di griglia} + \text{Reattanza del condensatore di accoppiamento}} \right)$$

ALLA FREQUENZA DI 50 CICLI la reattanza del condensatore di 10 000 pF è di circa 0,32 megaohm, ed è in serie con la resistenza di griglia di 0,5 megaohm. Supponendo, per semplicità, che la tensione del segnale nel circuito di placca sia di 1 volt, nel circuito di griglia esso sarà di:

$$\text{Segnale nel circuito di griglia} = 1 \times \left(\frac{0{,}5}{0{,}5 + 0{,}32} \right) = 0{,}625 \text{ volt.}$$

ALLA FREQUENZA DI 5000 CICLI la reattanza del condensatore di accoppiamento è invece di circa 3200 ohm, praticamente trascurabile rispetto alla resistenza di griglia di 0,5 megaohm, per cui il segnale non subisce alcuna attenuazione durente il passaggio dal circuito di placca a quello di griglia. Esso è esattamente di 0,993 volt nel circuito di placca.

Questo è quanto avviene dato l'accoppiamento a resistenza-capacità, come già detto precedentemente.

CON CONTROLLO DEI TONI ALTI COMPLETAMENTE INSERITO, ossia con il cursore della resistenza variabile in posizione b) occorre tener conto della reattanza del condensatore aggiunto di 200 pF, la quale è di circa 16 megaohm alla frequenza di 50 cicli. Tale reattanza è però in parallelo alla resistenza variabile di 2,5 megaohm, ed in serie con quella del condensatore di accoppiamento di 0,32 megaohm. Il valore della resistenza complessiva $R1$ in serie alla resistenza di griglia risulta in tal caso:

$$R1 = \left(\frac{16 \times 2{,}5}{16 + 2{,}5} \right) + 0{,}32 = 2{,}48 \text{ megaohm.}$$

con il controllo completamente inserito, alla frequenza di 50 cicli, se la tensione del segnale nel circuito di placca è di 1 volt, quella nel circuito di griglia è di:

$$\text{Segnale a 50 cicli nel circuito di griglia} = 1 \times \left(\frac{0{,}5}{0{,}5 + 2{,}48} \right) = 0{,}16 \text{ volt.}$$

All'altro estremo della gamma, ossia quando il segnale è a 5000 cicli, la reattanza del condensatore di 200 pF è di 160 000 ohm circa mentre quella del condensatore di 10 000 pF può venir trascurata essendo di appena 3200 ohm. Il valore

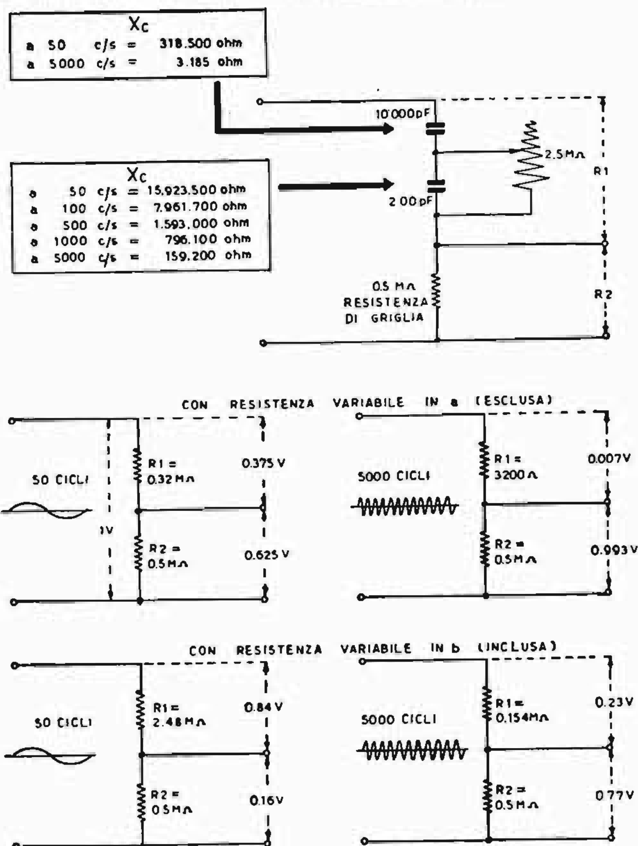


Fig. 8.8 - Principio di funzionamento del regolatore dei toni alti.

di *R1* risulta in tal caso da due resistenze in parallelo, una di 160 000 ohm, ossia di 0,16 megaohm, e l'altra di 2,5 megaohm, quella della resistenza variabile. Esso risulta come segue:

$$R1 = \frac{0,16 \times 2,5}{0,16 + 2,5} = 0,154 \text{ megaohm.}$$

Sicchè, se è di 1 volt la tensione del segnale a 5000 cicli nel circuito di placca, la tensione dello stesso segnale nel circuito di griglia sarà:

$$\text{Segnale a 5000 cicli nel circuito di griglia} = 1 \times \left(\frac{0,5}{0,5 + 0,154} \right) = 0,77 \text{ volt.}$$

Riassumendo:

Rapporto tra i toni alti, a 5000 cicli, ed i toni bassi, a 50 cicli:

a) con controllo escluso: toni alti = 1
toni bassi = 0,61 *rapporto* = 1,6

b) con controllo incluso: toni alti = 0,77
toni bassi = 0,16 *rapporto* = 4,8

Mentre senza il regolatore dei toni alti la prevalenza delle frequenze alte a 5000 cicli su quelle basse a 50 cicli è di 1,6, con il regolatore incluso è di 4,8. Il regolatore serve ad aumentare la prevalenza dei toni alti rispetto ai toni bassi da 1,6 a 4,8, a seconda della posizione in cui si trova.

Dal valore della resistenza variabile dipende la prevalenza dei toni alti su quelli bassi; più aumenta tale valore più aumenta la prevalenza degli alti, e viceversa. In genere però non è opportuno usare resistenze variabili di oltre 2,5 megaohm o meno di 2 megaohm, poichè nel primo caso la prevalenza risulterebbe eccessiva, mentre nel secondo la variazione ai due estremi non sarebbe sufficiente.

I controlli all'estremo alto ed all'estremo basso della gamma.

Affinchè la riproduzione delle voci e dei suoni possa risultare naturale, è necessario che l'amplificazione delle varie frequenze sia uniforme da un estremo all'altro della gamma. L'apparecchio radio non può amplificare con tale uniformità tutte le frequenze, amplifica uniformemente solo la parte centrale della gamma per una estensione che dipende dalla sua classe; migliore è l'apparecchio più estesa è la parte centrale della gamma che esso può amplificare uniformemente.

I comuni controlli di tono ai quali è stato accennato, non fanno altro che sopprimere una parte delle frequenze del segnale, quelle alte o quelle basse, peggiorando ancora di più la già modesta curva di fedeltà dell'apparecchio. Altrimenti occorre aumentare notevolmente l'amplificazione ad audiofrequenza, con l'aggiunta di altra valvola amplificatrice di tensione, ciò che è possibile solo con apparecchi di alta classe ed in genere in tutti o quasi i radiofonografi, specie in quelli provvisti di due valvole finali in controfase.

In tal caso, data l'amplificazione di tensione esuberante, si può ridurre l'amplificazione al centro della gamma e lasciare inalterata quella ai due estremi. Il risultato è che i due estremi della gamma « emergono », formano due gobbe, e la riproduzione sonora risulta più naturale. Non è sempre opportuno amplificare molto i toni

estremi, quelli molto alti e quelli molto bassi, ma è invece sempre opportuno adeguare la loro amplificazione alle caratteristiche di funzionamento dell'apparecchio ed alle condizioni acustiche dell'ambiente in cui esso si trova.

Per questa ragione, gli apparecchi che si basano su questo principio sono provvisti di due regolatori, uno per la regolazione dell'amplificazione all'estremo basso, e l'altro per quella all'estremo alto, in modo da poter adeguare la riproduzione dei toni estremi alle necessità dell'apparecchio e dell'ambiente. Mentre i controlli di tono precedentemente descritti possono soltanto diminuire l'amplificazione, delle frequenze alte o basse del segnale, i due regolatori di tono all'estremo alto ed a quello basso

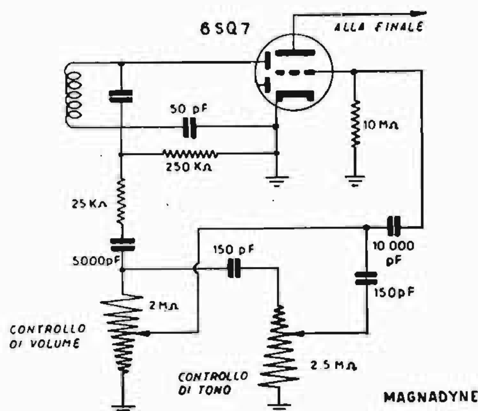


Fig. 8.9 - Controlli di volume e di tono usati in alcuni modelli Magnadyne.

della gamma provvedono effettivamente a regolare il rinforzo dell'amplificazione ai due estremi. Uno di essi vien detto *regolatore dei toni alti*, oppure *controllo di responso all'estremo alto*, e l'altro vien detto *regolatore dei toni bassi* oppure *controllo di responso all'estremo basso*.

Il principio generale è il seguente: poichè l'amplificazione dello stadio dipende dal valore della resistenza di placca e da quello della resistenza di griglia della valvola seguente, come già detto all'inizio di questo capitolo, occorre fare in modo che in presenza di frequenze molto alte e di frequenze molto basse, il valore di una o dell'altra resistenza subisca un notevole aumento. Mentre le frequenze nel tratto centrale della gamma vengono amplificate relativamente poco, quelle ai due estremi vengono amplificate di più, in modo da compensare l'attenuazione causata dall'accoppiamento a resistenza-capacità e da altri fattori.

I due controlli, quello all'estremo alto e quello all'estremo basso, vengono generalmente inseriti tra la prima e la seconda valvola amplificatrice di tensione, ossia

tra la rivelatrice-amplificatrice e l'amplificatrice-invertitrice di fase, generalmente costituita da un doppio triodo.

IL CONTROLLO ALL'ESTREMO ALTO. — Mentre la reattanza dei condensatori aumenta con il diminuire della frequenza, la reattanza delle bobine, detta *reattanza induttiva* (X_L) aumenta con l'aumentare della frequenza. È molto alta alle frequenze alte, e molto bassa alle frequenze basse. Basta inserire un'induttanza con nucleo di ferro nel circuito di placca della valvola amplificatrice, affinchè il carico anodico esterno della valvola non sia più costante, ma varii al variare della frequenza del segnale.

La fig. 8.10 illustra un controllo all'estremo alto, ossia un *regolatore dei toni alti*, presente nel circuito di placca della valvola rivelatrice-amplificatrice. L'induttanza L

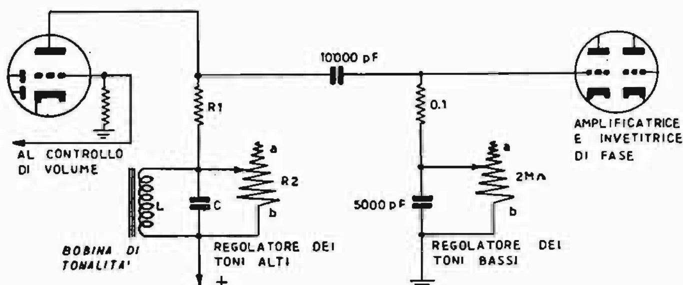


Fig. 8.10 - Esempio di due controlli di tonalità, uno per ciascun estremo della gamma.

è posta in serie ad un condensatore in modo da formare un circuito risonante a frequenza elevata; in parallelo è presente la resistenza variabile necessaria per il controllo. Quando la resistenza è completamente esclusa, ed il suo cursore si trova nel punto *b*), il circuito di rinforzo dei toni alti risulta escluso, essendo in cortocircuito.. Con la resistenza variabile completamente inserita, ossia con il suo cursore nel punto *a*), l'efficienza del rinforzo è massima, ed è limitata dal valore della resistenza variabile. La frequenza di risonanza del circuito LC dipende dal tipo di apparecchio, dalle sue caratteristiche, è minore nei radiofonografi per soli dischi a 78,26 giri ed è invece maggiore per quelli adatti anche per dischi a 33,3 giri, data la più estesa gamma dell'incisione fonografica. Alla frequenza di risonanza, ed alle frequenze prossime ad essa, la resistenza che il circuito oppone alle audiofrequenze è notevole, e si aggiunge a quella della resistenza di placca *R1*, il cui valore è generalmente basso, da 50 000 a 10 000 ohm. Il valore di *R2* è tale da essere di alcune volte maggiore della resistenza alla risonanza del circuito LC. Il valore di L e di C va trovato sperimentalmente o calcolato. L'induttanza deve essere accuratamente schermata.

IL CONTROLLO ALL'ESTREMO BASSO. — Il circuito di rinforzo dei toni bassi è posto in serie alla resistenza di griglia, come indica la fig. 8.10. È formato da una capacità fissa, ad es. di 5000 pF, e da una resistenza variabile in parallelo, ad es. di 2 megaohm.

La reattanza del condensatore di 5000 pF è di circa 640 000 ohm a 50 cicli, di 320 000 ohm a 100 cicli, di 64 000 ohm a 500 cicli, di 32 000 ohm a 1000 cicli e, infine, di 6400 ohm a 5000 cicli. Senza resistenza variabile in serie al condensatore, la resistenza di griglia passerebbe a 100 000 + 6400 ohm in presenza di frequenza molto alta, di 5000 cicli, a 100 000 + 640 000 ohm, in presenza di frequenza molto bassa, a 50 cicli. Questa variazione del valore della resistenza di griglia è eccessiva; la resistenza variabile consente di limitare la variazione entro i seguenti due valori estremi:

a) *resistenza di griglia a 50 cicli:* $\dfrac{0{,}64 \times 2}{0{,}64 + 2} + 0{,}1 = 0{,}47$ megaohm

b) *resistenza di griglia a 5000 cicli:* $\dfrac{0{,}0064 \times 2}{0{,}0064 + 2} + 0{,}1 = 0{,}1047$ megaohm.

La resistenza variabile si comporta come un effettivo controllo di responso dei toni bassi, poichè determina la massima variazione dell'amplificazione dello stadio in corrispondenza dei toni bassi.

Il controllo all'estremo basso indicato risulta molto efficiente e di pratica applicazione anche in ricevitori modesti, oltre a riuscire utilissimo negli apparecchi di classe e nei radiofonografi. Va però tenuto presente che negli apparecchi attuali è molto diffusa l'applicazione della reazione inversa, la quale consente di ottenere in altro modo i due controlli all'estremo basso e all'estremo alto della gamma, oltre che di ridurre il ronzio e la distorsione. Sicchè i due controlli descritti sono usati solo in una piccola parte di apparecchi, mentre nella maggior parte di essi sono usati controlli a reazione inversa, dei quali sarà detto nel prossimo capitolo.

Controllo di volume a compensazione di tono.

Il controllo di volume presenta l'inconveniente di rendere la riproduzione sonora tanto più stridente quanto più viene regolato verso la posizione di minimo volume. Ciò avviene per il fatto che a mano a mano che la resistenza viene inserita, la soppressione delle frequenze basse del segnale risulta sempre più accentuata, ossia risulta sempre più forte la *perdita dei toni bassi*.

Si evita questo inconveniente eliminando anche una parte delle frequenze alte del segnale, quando il controllo di volume è regolato verso il minimo. In tal modo la riproduzione sonora risulta più naturale, più gradevole; l'ascoltatore ha l'impressione che i toni bassi siano stati rinforzati.

Ciò si ottiene con una presa ad un certo punto della resistenza variabile, come indica la fig. 8.11; tale presa è collegata a massa mediante un condensatore posto

in serie ad una resistenza. Controlli di volume di questo tipo sono molto diffusi negli apparecchi di recente costruzione, compresi anche gli apparecchietti senza trasformatore di alimentazione, per i quali sono anzi più necessari, dato che è in questi apparecchietti che la riproduzione sonora risulta particolarmente stridente nelle posizioni a basso ed a minimo volume. Controlli di volume di questo tipo sono detti a *compensazione di tono.*

PRINCIPIO DELLA COMPENSAZIONE DI TONO. — La fig. 8.11 illustra un esempio di controllo di volume con compensazione di tono; la presa alla resistenza variabile è fatta ad un terzo o meno della resistenza dal lato massa.

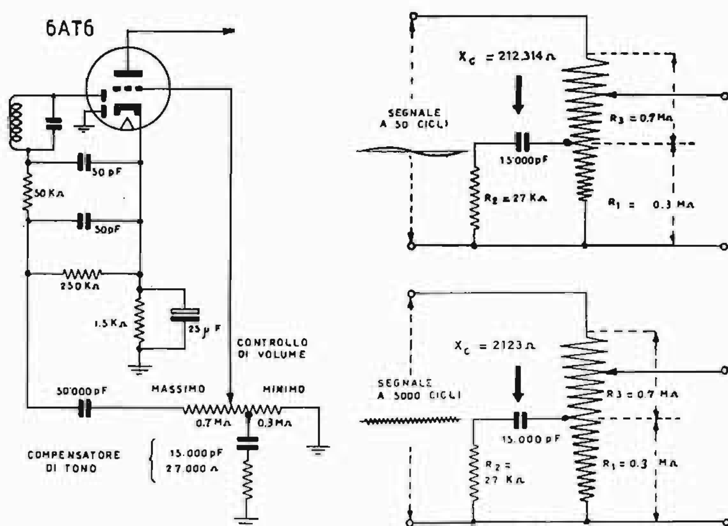


Fig. 8.11 - Principio del controllo di volume con compensazione di tonalità.

Quando il cursore si trova in tale posizione, la compensazione è effettiva, poichè le alte frequenze del segnale preferiscono andare a massa tramite il condensatore anzichè venir trasferite alla griglia della valvola seguente. In *B*) e in C) della stessa figura è illustrato perchè ciò avviene.

Se, come nell'es. di fig. 8.11, il valore della resistenza variabile è di 1 megaohm, e se la presa è fatta a 0,3 megaohm dal lato massa, in presenza di frequenza a 50 cicli, la resistenza di 0,3 megaohm si trova in parallelo la reattanza del condensatore di 212 314 ohm, più il valore della resistenza *R2*. In presenza di frequenza alta, ad es. di 5000 cicli, la resistenza di 0,3 megaohm del controllo di volume risulta in parallelo con la reattanza di 2123 ohm, più la resistenza *R2*. La resistenza *R2*

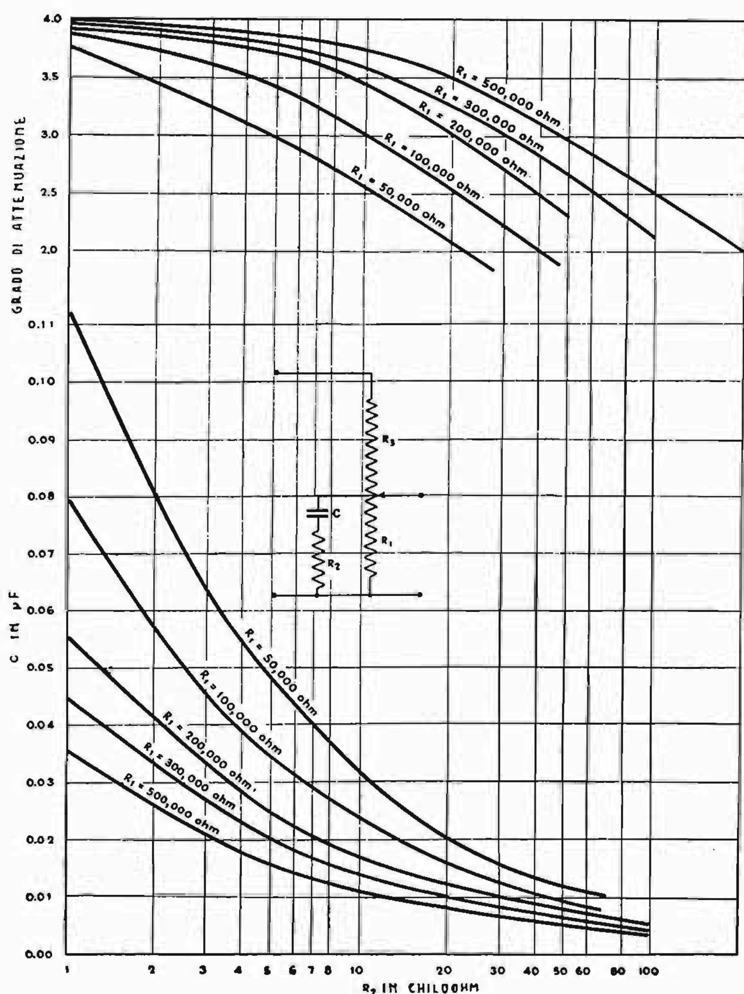


Fig. 8.12 - Nomogramma per la rapida ricerca dei valori del compensatore di tonalità (V. testo).

ha lo scopo di appiattire l'attenuazione prodotta dal condensatore, in modo da renderla più uniforme. Il valore di *R2* è generalmente compreso tra 1000 e 100 000 ohm, a seconda della necessità.

La posizione della presa *P* dipende dal tipo di apparecchio; in genere negli apparecchi piccoli è alta, negli apparecchi grandi è bassa. Più alta è la presa, più alto è il livello sonoro al quale ha inizio la compensazione, ossia la soppressione delle frequenze alte, per cui il livello sonoro al quale ha inizio la compensazione è dato dal rapporto tra le due resistenze *R3* e *R4*. Nell'esempio di fig. 8.11 *R* è di 0,7 megaohm, ed *R1* è di 0,3 megaohm; il rapporto è in tal caso di 0,7 : 0,3 = 2,3.

Il punto della gamma di frequenze a cui ha inizio la compensazione dipende invece dal valore del condensatore C; valori da 5000 a 50 000 pF sono normali. Tanto il valore del condensatore C, quanto quello della resistenza *R2* del rapporto tra *R3* ed *R1* possono venir calcolati con apposite formule oppure trovati con l'uso del nomogramma di fig. 8.12 o per via sperimentale.

DETERMINAZIONE DEI VALORI DEL COMPENSATORE DI TONO. — Per indicare l'entità dell'attenuazione, i progettisti di apparecchi radio sono soliti a riferirsi a due frequenze, una a 400 cicli e l'altra a 100 cicli. L'entità dell'attenuazione è indicata con il rapporto tra la tensione della frequenza a 400 cicli e la tensione della frequenza a 100 cicli. Se il rapporto è 1, non vi è attenuazione; se il rapporto è 2, la frequenza a 100 cicli risulta metà di quella di 400 cicli, e così di seguito. I rapporti non scendono generalmente sotto 2 e non giungono a 4.

Stabilito il rapporto di attenuazione, gli altri valori risultano dal nomogramma di fig. 8.12. Si supponga che il rapporto di attenuazione desiderato sia 3, e che il valore della resistenza variabile tra la presa e massa sia di 0,2 megaohm. In tal caso si sceglie quella tra le cinque curve in alto che corrisponde ad *R1* = 200 000 ohm, quindi il punto di tale curva corrispondente al rapporto 3 tirando una riga orizzontale. Da questo punto si scende verticalmente in basso sino a raggiungere la sottostante curva *R1* 200 000 ohm. Scendendo ancora verticalmente in basso si trova che *R2* dovrà essere di 20 000 ohm; tirando una riga orizzontale si trova che C dovrà essere di 20 000 picofarad.

CAPITOLO NONO

IL MIGLIORAMENTO DELLA QUALITÀ DELLA RIPRODUZIONE SONORA MEDIANTE LA REAZIONE INVERSA

Principio e caratteristiche della reazione inversa.

Un tempo, sino a pochi anni or sono, non era possibile costruire apparecchi radio di tipo normale, a cinque valvole, in grado di fornire buone riproduzioni sonore anche alla massima resa d'uscita, poichè interveniva inevitabilmente una notevole distorsione. A basso volume sonoro le riproduzioni risultavano buone, ma non appena il volume veniva elevato, voci e suoni risultavano più o meno distorti, tanto da causare nell'ascoltatore la cosidetta fatica aurale. Questo grave inconveniente è stato in gran parte eliminato con l'introduzione della reazione *inversa*, detta anche *reazione negativa* o *controreazione*.

Attualmente non si costruiscono più apparecchi di una certa classe sprovvisti di reazione inversa, tanto più che essa non richiede se non qualche condensatore fisso e qualche resistenza, per cui i risultati compensano di gran lunga il lieve aumento di costo dell'apparecchio. Fanno eccezione soltanto gli apparecchi di piccole dimensioni, senza trasformatore, e quelli che funzionano con tensione anodica molto bassa, per i quali la reazione inversa non è adatta.

La *riduzione della distorsione armonica* deriva dalla applicazione della reazione inversa; consente di ottenere maggiore potenza senza sorpassare un certo limite di distorsione. Ad esempio, la resa d'uscita di 3 watt con 5 % di distorsione di un dato apparecchio, può venir portata a 5 watt con la stessa distorsione del 5 %, mediante l'applicazione della reazione inversa. Senza di essa, l'aumento della resa d'uscita da 3 a 5 watt determinerebbe una distorsione tale da rendere l'audizione intollerabile. A 3 watt, la distorsione risulta minore, per es. dell'1 %.

È noto che con due valvole finali in controfase la distorsione risulta notevolmente minore, come detto nel capitolo settimo. La reazione inversa è applicata anche in tutti gli apparecchi con due finali in controfase, poichè anche in essi determina una notevole riduzione della distorsione. Ad es., con una sola 6L6 finale a 250 V di placca e di schermo la distorsione è, senza reazione inversa, del 10 %; questa fortissima distorsione viene ridotta al 2 % con due 6L6 finali, sempre senza reazione inversa; con l'applicazione della reazione inversa si riduce la distorsione del 10 % a 0,5 %, e la distorsione del 2 % al 0,1 %, in corrispondenza alla massima resa d'uscita.

Con distorsioni così basse, la riproduzione sonora è tale da dare all'ascoltatore il senso di presenza.

RETROCESSIONE DEL SEGNALE IN OPPOSIZIONE DI FASE. — Il segnale amplificato presente nel circuito di placca della valvola finale è in *opposizione di fase* rispetto al segnale da amplificare, presente nel circuito di griglia della stessa valvola. Ciò significa che alle semionde positive del segnale da amplificare corrispondono semionde negative del segnale amplificato; se in un dato istante il segnale è posi-

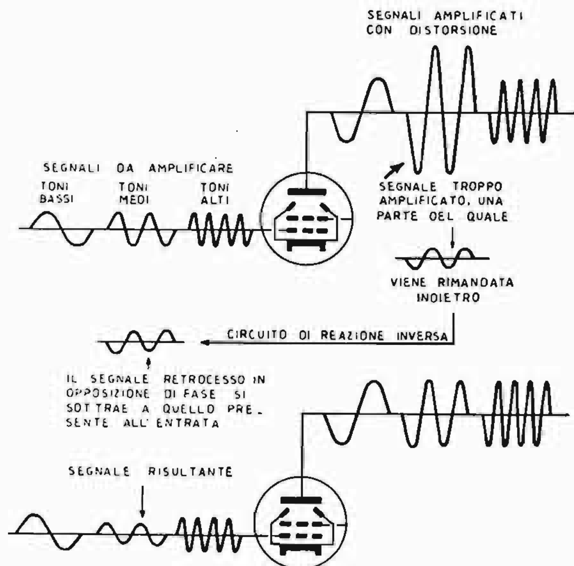


Fig. 9.1. - Principio della reazione inversa.

tivo nel circuito di placca è negativo nel circuito di griglia, e viceversa; ad ogni cresta negativa corrisponde una cresta positiva. Il segnale è fuori fase di 180 gradi.

Il principio della reazione inversa consiste nel far retrocedere una piccola parte del segnale presente nel circuito di placca, in modo da ripresentarlo nel circuito di griglia. Con l'applicazione della reazione inversa, la valvola finale continua a distorcere quasi come senza di essa, però il segnale all'entrata risulta distorto in modo tale da compensare la distorsione che la valvola introduce durante l'amplificazione. Se la valvola distorce il segnale in modo da formare una « gobba », questa « gobba » capovolta diventa una « gola »; la « gola » presente nel segnale d'entrata compensa

la « gobba » che diversamente la valvola determinerebbe nel segnale, il quale in tal modo viene amplificato senza distorsione.

L'applicazione della reazione inversa allo stadio finale non ha per effetto di far funzionare la valvola finale senza distorsione, nonostante la reazione inversa il segnale viene amplificato con distorsione. La reazione inversa ha lo scopo di distorcere il segnale presente all'entrata della valvola finale, in modo da compensare la distorsione da parte della valvola. Essendo il segnale d'entrata distorto in senso opposto a quello che provoca in esso l'amplificazione da parte della valvola, ne risulta che il segnale d'uscita appare amplificato senza distorsione.

Se il segnale giunge all'entrata della valvola finale già distorto per effetto dell'amplificazione precedente, tale distorsione non viene annullata dalla reazione inversa, la quale annulla sino ad un certo punto solo la distorsione della valvola finale, a meno che il segnale non venga retrocesso all'entrata non della valvola finale ma della valvola amplificatrice di tensione, ossia dall'uscita all'entrata dell'intero amplificatore ad audiofrequenza, il quale è costituito da due valvole negli apparecchi di tipo comune. In alcuni apparecchi è applicata la reazione inversa alla sola finale, in altri apparecchi è applicata ad ambedue le valvole.

RIDUZIONE DELLA RESA D'USCITA. — La reazione inversa presenta l'inconveniente di diminuire l'ampiezza del segnale presente all'entrata della valvola alla quale è applicata, ciò che determina la diminuizione della resa d'uscita dell'apparecchio. Ciò avviene per il fatto che il segnale retrocesso annulla una parte del segnale presente all'entrata. Se, ad es., all'entrata della valvola il segnale ad audiofrequenza da amplificare è di 8 volt, e se il segnale retrocesso all'entrata della valvola è di 2 volt essendo il segnale retrocesso di polarità inversa, esso si sottrae al segnale d'entrata, la cui ampiezza non è più di 8 volt ma è di 8 — 2 = 6 volt. Se senza reazione inversa la resa d'uscita dell'apparecchio era, ad es., di 4 watt, con l'applicazione della reazione inversa diviene di circa 3 watt.

ESEMPIO DI REAZIONE INVERSA. — Il mezzo più semplice per ottenere la retrocessione di parte del segnale dalla placca alla griglia della valvola finale consiste nel collegare con una resistenza la placca con la griglia, come indica la fig. 9.2. È necessario anche un condensatore di capacità elevata allo scopo di separare la tensione di placca da quella di griglia.

Il valore della resistenza dipende dalla *percentuale di reazione inversa* che s'intende applicare. Maggiore è tale percentuale più forte è la riduzione di distorsione, maggiore è anche la riduzione della resa d'uscita, ossia del guadagno dello stadio. La percentuale di reazione inversa varia a seconda delle caratteristiche dell'apparecchio al quale è applicata. Se l'amplificazione complessiva è modesta, la percentuale di reazione inversa deve essere essa pure modesta, onde evitare un'eccessiva riduzione della resa d'uscita; se, ad es. la resa d'uscita è di 4 watt senza reazione inversa, con la reazione inversa la resa può scendere a 3 watt, ma non deve scendere ad 1 watt.

Ne risulta che la reazione inversa è bassa negli apparecchi economici, funzio-

nanti con basse tensioni anodiche, nei quali l'amplificazione di tensione ad audiofrequenza è poco superiore a quella indispensabile, mentre può essere alta in apparecchi di alto costo, funzionanti con elevate tensioni anodiche e con una valvola amplificatrice in più. Buone riproduzioni sonore, con minima distorsione armonica, fra 0,5 e 0,1 % si possono ottenere solo con elevate percentuali di reazione inversa, ossia con forti riduzioni del guadagno degli stadi d'amplificazione.

Nell'esempio di fig. 9.2, il valore della resistenza di reazione inversa dipende, una volta stabilita la percentuale, dal valore di tre resistenze in parallelo; esse sono:

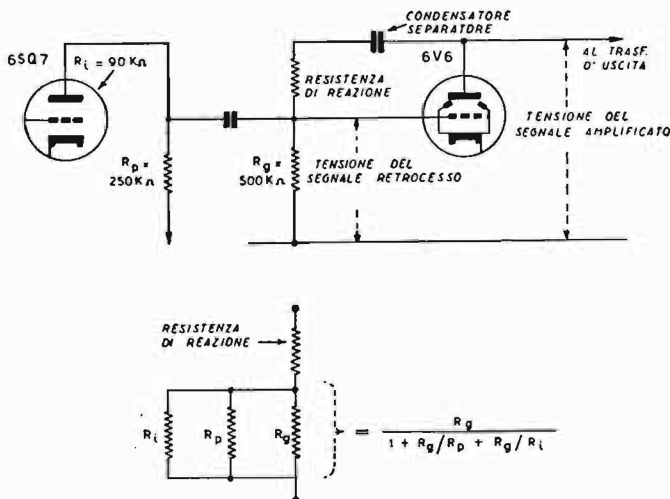


Fig. 9.2. - Un condensatore e una resistenza consentono di trasferire parte del segnale amplificato dalla placca alla griglia.

la resistenza di griglia all'entrata della finale, la resistenza di placca e la resistenza interna della valvola precedente, ossia l'amplificatrice di tensione.

Nell'esempio di fig. 9.2, il valore di ciascuna delle tre resistenze in parallelo è di 500 chiloohm per quella di griglia, di 250 chiloohm per quella di placca, e di 90 chiloohm per la resistenza interna della valvola 6SQ7. Il valore complessivo di queste tre resistenze è dato da:

$$\frac{\text{Resistenza di griglia}}{1 + (\text{Resistenza di griglia : Resistenza di placca}) + (\text{Resistenza di griglia : Resistenza interna della 6SQ7})}$$

$$\frac{500}{1 + (500 : 250) + (500 : 90)} = 58{,}48 \text{ chiloohm} = 58\,480 \text{ ohm.}$$

La resistenza di reazione inversa è in serie con le tre resistenze in parallelo, di 58 500 ohm.

Si può calcolare facilmente quale valore debba avere la resistenza di reazione inversa, per una data percentuale, tenendo conto che tale resistenza si trova in serie con le tre resistenze in parallelo, come indica la fig. 9.2, per cui forma con esse un divisore di tensione.

Supponendo che la percentuale di reazione inversa debba essere del 10 %, il valore della resistenza necessaria è:

$$(58\,500 \times 10) - 58\,500 = 585\,000 - 58\,500 = 526\,500 \text{ ohm}$$

in pratica 0,5 megaohm.

Se al posto della valvola 6SQ7 dell'esempio fatto, vi fosse stata la valvola EBC3, la cui resistenza interna è di 15 000 ohm, e se la resistenza di placca fosse stata di 200 000 ohm e quella di griglia di 470 000 ohm, il valore delle tre resistenze in serie sarebbe stato di 13 840 ohm. In tal caso per ottenere la percentuale di reazione inversa del 10 %, il valore della resistenza necessaria sarebbe stato di

$$(13\,840 \times 10) - 13\,840 = 138\,400 - 13\,840 = 124\,560 \text{ ohm}$$

in pratica 120 000 ohm. Ciò dimostra che il valore della resistenza di reazione inversa varia molto con la valvola precedente la finale e con i valori delle resistenze di placca e di griglia.

Invece del termine *percentuale di reazione inversa* si può adoperare quello di *fattore di reazione inversa*, equivalente, indicato con decimali. Se, ad es., la percentuale è del 10 %, il fattore è 0,1. Per i calcoli va sempre usato il fattore di reazione inversa.

La *riduzione della distorsione armonica* conseguente all'applicazione della reazione inversa, è data dalla formula:

$$\text{Riduzione della distorsione} = \text{Distorsione senza reazione inversa} \times \frac{\text{Guadagno dello stadio con reazione inversa}}{\text{Guadagno dello stadio senza reazione inversa}}$$

Se, ad es., il guadagno dello stadio fosse stato di 10 prima dell'applicazione della reazione inversa, e fosse disceso a 5 dopo tale applicazione, e se senza la reazione inversa la distorsione armonica fosse stata del 9 %, con la reazione inversa essa sarebbe scesa a $9 \times (5 : 10) = 9 \times 0{,}5 = 4{,}5$ %. Ossia la riduzione della distorsione è proporzionale alla riduzione di guadagno. La completa eliminazione della distorsione è impossibile poichè per ottenerla occorrerebbe ridurre a zero il guadagno dello stadio. Ciò si verificherebbe quando la tensione del segnale retrocesso fosse eguale a quella del segnale presente all'entrata della valvola, il quale risulterebbe in tal modo annullato, con la conseguenza che l'apparecchio resterebbe muto.

Reazione inversa limitata ai soli toni alti.

Di basilare importanza è il fatto che la reazione inversa riduce l'amplificazione di tensione, ossia il guadagno, dello stadio amplificatore a cui è applicata, in quanto

riduce l'ampiezza del segnale da amplificare presente all'entrata dello stadio stesso. Approfittando dell'elevata reattanza di piccole capacità, è possibile far retrocedere soltanto frequenze corrispondenti a toni alti, ed ottenere così una minore amplificazione di tali frequenze.

La fig. 9.3 illustra un controllo di tono basato su questo principio. La resistenza di griglia è costituita da un potenziometro di 0,5 megaohm; il segnale viene retrocesso dalla placca della finale alla sua griglia tramite un condensatore di 100 pF, la cui reattanza è di 1,6 megaohm a 1000 cicli e di 0,32 megaohm a 5000 cicli. Non è necessario alcuna resistenza limitatrice, in quanto è lo stesso condensatore che provvede a limitare l'ampiezza del segnale retrocesso. Più alta è la frequenza più

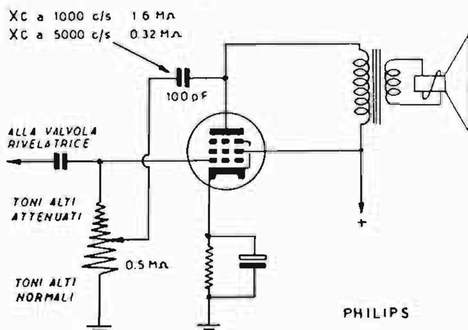


Fig. 9.3. - Esempio di controllo di tono basato sul principio della reazione inversa tra placca e griglia della stessa valvola.

bassa è la reattanza, quindi più ampio è il segnale e più forte la riduzione dell'amplificazione.

Alle frequenze basse non avviene alcuna retrocessione del segnale; a 100 cicli la reattanza è di 16 megaohm ed a 500 cicli è di 3,2 megaohm. La reazione inversa è in tal modo limitata solo alle frequenze alte del segnale, ne risulta un controllo di tono che attenua i toni alti. La posizione del cursore della resistenza variabile stabilisce l'entità della riduzione d'amplificazione. Il vantaggio di questo controllo di tono rispetto a quelli descritti nel capitolo ottavo consiste nella minore distorsione del segnale a frequenze alte, per effetto della reazione inversa.

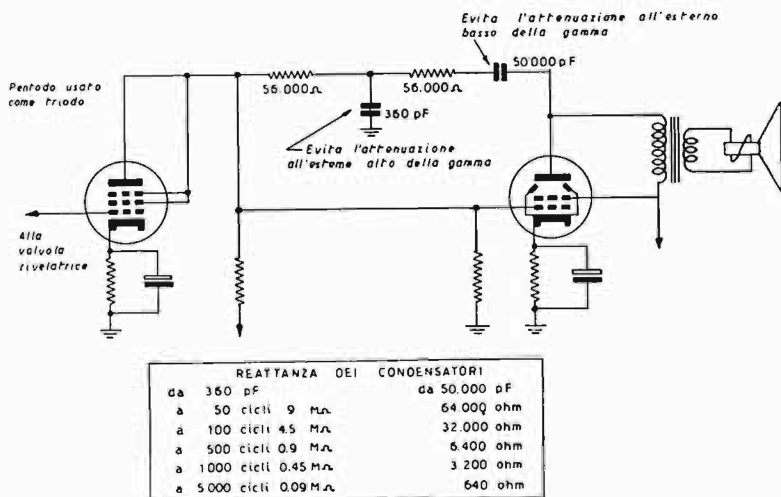
Miglioramento della curva di risposta dell'apparecchio.

Con la reazione inversa è stato possibile migliorare alquanto la riproduzione sonora degli apparecchi radio di media e di alta classe, ciò non solo per la minore distorsione ma anche per la migliore amplificazione di una estesa gamma di frequenze. Ne risultò la possibilità di riprodurre frequenze molto basse e frequenze molto alte, con maggior naturalezza e colore delle riproduzioni, specie di quelle

musicali. I toni bassi costituiscono uno dei pregi maggiori dell'apparecchio; in genere, più alta è la sua classe, più bassi sono i toni che esso riproduce bene. I toni alti sono altrettanto importanti; le armoniche superiori costituiscono la ricchezza dei suoni prodotti dai diversi strumenti, sono esse che consentono di distinguere la nota musicale di un violino da quella di una cornetta.

La fig. 9.12 indica la *curva di fedeltà*, detta anche *curva di risposta* o di *responso* di un apparecchio radio a cinque valvole. Da essa risulta che solo una parte delle varie frequenze viene amplificata uniformemente, quella al centro, mentre le frequenze basse e quelle alte risultano attenuate tanto più quanto la frequenza è lontana dalla parte centrale. Prima della reazione inversa si cercava di « puntellare » i due estremi della gamma, in modo da evitare un'attenuazione troppo rapida, ma ciò risultava poco efficace negli apparecchi di medio costo. Con la reazione inversa è stato possibile ricorrere ad un espediente di grande importanza, quello di applicare la reazione inversa solo alla parte centrale della gamma delle audiofrequenze, in modo da diminuire l'ampiezza di tali frequenze. In tal modo il guadagno dell'amplificatore venne ridotto al centro della gamma, mentre venne lasciato inalterato o quasi ai due estremi. Ne risultò una curva di risposta molto migliore, con il tratto centrale assai più lungo, ossia ne risultò una riproduzione sonora più fedele e colorita.

ESEMPIO DI FIG. 9.4. — La fig. 9.4 indica un circuito a reazione inversa limitata al solo tratto centrale della gamma, o quasi solo ad esso; solo le frequenze di



REATTANZA DEI		CONDENSATORI
da 360 pF		da 50.000 pF
a 50 cicli	9 MΩ	64.000 ohm
a 100 cicli	4.5 MΩ	32.000 ohm
a 500 cicli	0.9 MΩ	6.400 ohm
a 1000 cicli	0.45 MΩ	3 200 ohm
a 5000 cicli	0.09 MΩ	640 ohm

Fig. 9.4. - Tipico esempio di circuito di reazione inversa per la retrocessione delle sole frequenze centrali della gamma, in modo da attenuarle a vantaggio delle frequenze estreme, con conseguente miglioramento della curva di risposta.

tale tratto centrale vengono retrocesse, mentre per le frequenze alte e per quelle basse del segnale il circuito a reazione inversa si comporta come se non esistesse. Ciò è ottenuto grazie a due condensatori, uno da 50 000 pF in serie — con il quale viene evitata la retrocessione delle frequenze basse, e quindi la loro attenuazione —, ed uno da 360 pF in parallelo — il quale evita la retrocessione e l'attenuazione delle frequenze alte del segnale.

In presenza di frequenza bassa, il condensatore di 50 000 pF oppone una reattanza notevole, la quale si aggiunge alle due resistenze di 56 000 ohm ciascuna, quindi limita al minimo la retrocessione del segnale. A frequenza bassa, il condensatore di 360 pF è praticamente inesistente, data l'elevatissima reattanza.

In presenza di frequenze elevate la reattanza del condensatore di 50 000 pF è bassissima, tanto da poter considerare inesistente questo condensatore; il condensatore di 360 pF presenta invece una via di fuga a tali frequenze, per cui non giungono all'entrata della valvola, e non vi è per esse reazione inversa.

Infine, in presenza di frequenze del tratto centrale della gamma, il condensatore di 50 000 pF non oppone notevole reattanza, lascia via libera, mentre quello di 360 pF ne oppone abbastanza per impedire la loro fuga a massa. Queste frequenze vengono in tal modo retrocesse molto più di quelle estreme, e quindi meno amplificate, con il risultato che la parte centrale della curva si abbassa molto, mentre si abbassano di poco i due estremi. S'intende che questo circuito è applicabile solo se vi sia notevole amplificazione di tensione, ossia solo in apparecchi con alte tensioni anodiche e particolarmente in quelli provvisti di una valvola amplificatrice in più, tra la rivelatrice e la finale.

Va notato che i valori delle resistenze e dei condensatori del circuito di reazione inversa di fig. 9.4 non sono obbligatori, poichè essi determinano la particolare curva di risposta dell'apparecchio, la quale deve necessariamente essere adeguata alle condizioni di funzionamento dell'apparecchio. Il circuito indicato può venir utilizzato ad es. per fornire di reazione inversa un apparecchio che ne sia privo, ma in tal caso i valori devono venir cercati sperimentalmente. In alcuni apparecchi è possibile accentuare molto i toni bassi mentre in altri no, poichè in tal modo si rinforza il ronzio o la frequenza di risonanza dell'altoparlante; in alcuni apparecchi è possibile elevare molto le frequenze alte del segnale, mentre in altri occorre attenuarle, per non dare risalto al fruscio, ai rumori di fondo, ecc. Infine, la tonalità dipende dai gusti dell'ascoltatore, per cui nei ricevitori di alta classe vi sono due controlli, uno per modificare a piacere la curva di risposta all'estremo basso della gamma, e l'altro per modificarla all'estremo opposto.

ESEMPIO DI FIG. 9.5. — Il circuito di reazione inversa di fig. 9.5 è provvisto di una resistenza variabile con la quale è possibile regolare l'attenuazione dei toni alti. Il condensatore di 150 pF è praticamente inesistente per le frequenze medie e basse del segnale, le quali vengono trasferite al circuito d'entrata della valvola finale tramite la resistenza di 2 megaohm ed il condensatore di accoppiamento di 50 000 pF. Le frequenze alte del segnale vengono invece retrocesse tramite il condensatore di 150 pF, più o meno a seconda della posizione del cursore della resistenza varia-

bile, e quindi è anche massima l'attenuazione; l'opposto avviene con la resistenza completamente inserita. La resistenza variabile va a massa tramite un condensatore di 1000 pF, il circuito resistenza variabile e condensatore di 1000 pF determina il rin-

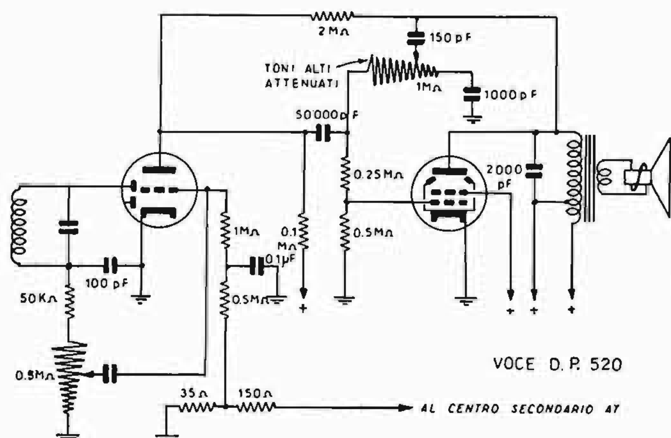


Fig. 9.5. - Circuito a reazione inversa con controllo dell'attenuazione delle frequenze elevate del segnale.

forzo dei toni bassi, dato che alle frequenze basse la reattanza del condensatore è elevata; essa si somma alla resistenza ed eleva il valore della resistenza di griglia, elevando il guadagno dello stadio, come indicato nel capitolo sesto.

Reazione inversa dalla bobina mobile dell'altoparlante.

Affinchè la riproduzione sonora sia quanto più fedele possibile, è necessario che la reazione inversa venga applicata all'intero amplificatore ad audiofrequenza dell'apparecchio radio, ossia è necessario che il segnale amplificato presente ai capi della bobina mobile dell'altoparlante venga in piccola parte trasferito all'entrata dell'amplificatore. Solo così è possibile compensare la distorsione introdotta nel segnale anche dal trasformatore d'uscita e dalla valvola amplificatrice di tensione, oltre che dalla valvola finale.

Con tale retrocessione del segnale dall'uscita all'entrata dell'amplificatore si determina una più forte riduzione di guadagno, in quanto la riduzione non è limitata al solo guadagno dello stadio finale, ma è estesa anche al guadagno dello stadio amplificatore di tensione. Nonostante questa maggiore riduzione di guadagno, la reazione inversa viene applicata dall'entrata all'uscita dell'amplificatore ad audiofrequenza anche nei normali apparecchi a cinque valvole, ciò grazie all'alto coefficiente

d'amplificazione delle moderne valvole ed all'impiego di tensione anodica elevata, di 235 o di 250 volt.

Nei radiofonografi con due valvole finali in controfase, precedute da due amplificatrici di tensione, — amplificatrice e rivelatrice la prima, amplificatrice ed invertitrice di fase la seconda —, la reazione inversa non viene mai applicata dall'uscita all'entrata dell'amplificatore, per una ragione che sarà chiarita in seguito, viene invece applicata dalla bobina mobile dell'altoparlante all'entrata della seconda valvola amplificatrice, quella che precede lo stadio finale.

Il fatto che il segnale presente all'uscita dell'amplificatore ad audiofrequenza è fortemente amplificato, rispetto quello all'entrata, non ha importanza, perchè il trasformatore d'uscita ne riduce la tensione da 15 a 30 volte, a seconda della impedenza della bobina mobile.

ESEMPIO DI FIG. 9.6. — Questa figura riporta un esempio di retrocessione del segnale dal secondario del trasformatore d'uscita al circuito di catodo della valvola

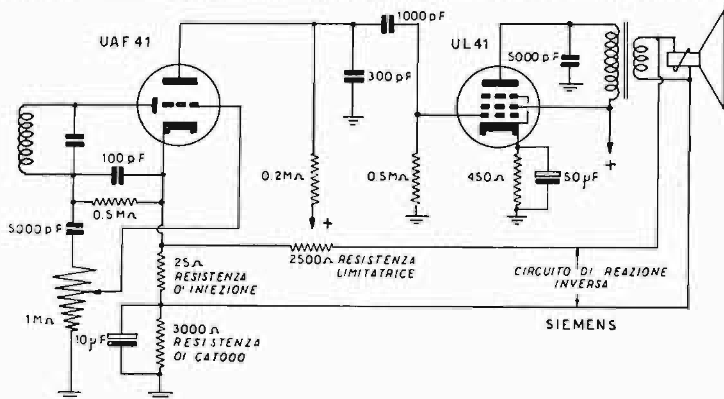


Fig. 9.6. - Il segnale viene retrocesso dalla bobina mobile dell'altoparlante al catodo della valvola amplificatrice di tensione, in modo da compensare la distorsione dell'intero amplificatore ad audiofrequenza dell'apparecchio.

amplificatrice di tensione, che come al solito è anche rivelatrice. La retrocessione del segnale amplificato avviene tramite due resistenze, una di 2500 ohm e l'altra di 25 ohm, formanti un divisore di tensione posto ai capi del secondario del trasformatore d'uscita ossia ai capi della bobina mobile. Una è la resistenza limitatrice, l'altra — — quella di 25 ohm — è la *resistenza d'iniezione*. La tensione del segnale retrocesso dipende dalla proporzione tra le due resistenze, e viene determinato con la nota regola del divisore di tensione. Nell'esempio, la tensione retrocessa è una centesima parte di quella presente ai capi del secondario del trasformatore d'uscita.

In questo esempio non viene fatta alcuna discriminazione tra le varie audiofrequenze, tutte vengono trasferite dall'uscita all'entrata dell'amplificatore, ciò per il fatto che la percentuale della reazione inversa è bassa. La resistenza limitatrice potrebbe essere variabile, di valore un po' più alto di quello indicato, per es. di 3000 ohm; in tal modo riuscirebbe possibile regolare l'entità della reazione inversa e quindi il guadagno dell'amplificatore ad audiofrequenza, e, ciò che più importa, la percentuale della distorsione. In pratica un simile controllo non si presta bene se non in apparecchi autocostruiti, usati da dilettanti, non essendo il comune radioascoltatore in grado di usarlo correttamente, data la facile confusione con il controllo di volume.

Non è necessario che la resistenza di iniezione si trovi tra il catodo della valvola e la resistenza di catodo, come in figura, potrebbe trovarsi anche tra la resistenza di catodo e massa. In alcuni apparecchi essa viene posta tra il catodo e massa per poter evitare uno dei due collegamenti con il secondario del trasformatore d'uscita, un capo del quale viene messo a massa.

ESEMPIO DI FIG. 9.7. — La reazione inversa può venir applicata direttamente al circuito di griglia della valvola amplificatrice di tensione, come nell'esempio di

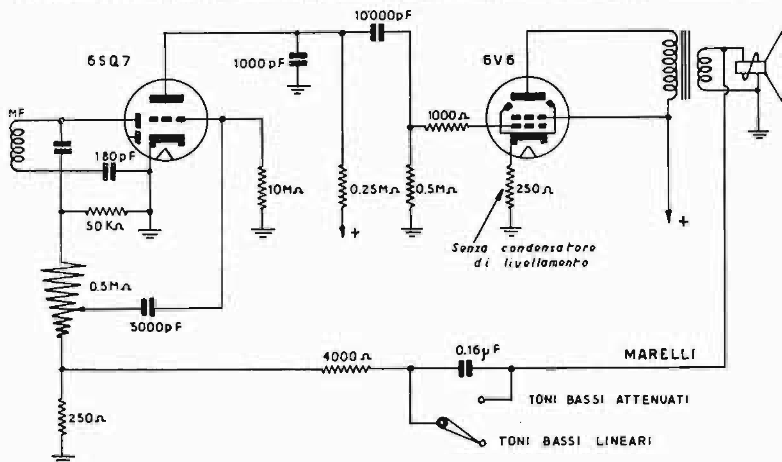


Fig. 9.7. - In questo esempio, il segnale retrocesso dalla bobina mobile è applicato al circuito d'entrata della valvola amplificatrice di tensione. Il risultato è simile a quello di fig. 9.6.

fig. 9.7, nella quale la resistenza d'iniezione è di 250 ohm ed è inserita tra il controllo di volume e la massa. Un capo del secondario del trasformatore d'uscita è perciò collegato a massa. Il risultato non varia, la retrocessione del segnale avviene nello stesso modo come se la resistenza d'iniezione fosse inserita nel circuito catodico della valvola.

Mentre nell'esempio precedente il fattore di reazione inversa era molto basso, di circa 0,01, in questo esempio esso è meno basso, è di 0,059 visto che, in base della regola del divisore di tensione, 250 : (250 + 4000) = 0,059. Essendo meno basso il fattore di reazione inversa, l'attenuazione all'estremo basso della gamma risulta più forte, i toni bassi risultano troppo attenuati per la ricezione normale. È per questa ragione che in serie alla resistenza limitatrice di 4 000 ohm vi è un condensatore di 0,16 microfarad. Esso non esiste per le frequenze alte del segnale, poichè la sua reattanza è di appena 200 ohm alla frequenza di 5 000 cicli; ha un effetto modesto alle frequenze del tratto centrale della gamma, essendo la sùa reattanza di circa 1 000 ohm alla frequenza di 1 000 cicli. Alle frequenze basse, invece, la reattanza del condensatore è elevata, è di circa 10 000 ohm alla frequenza di 100 cicli, essa si somma al valore della resistenza limitatrice, riducendo al minimo il segnale retrocesso e quindi la riduzione d'amplificazione dei toni bassi. Il commutatore di tono consente di inserire o di cortocircuitare il condensatore, ed in tal modo di attenuare o no le frequenze basse del segnale. I toni alti sono sempre attenuati, i toni medi sono parzialmente attenuati, ed i toni bassi sono o non sono attenuati a seconda della posizione del commutatore.

ESEMPIO DI FIG. 9.8. — Nell'esempio di fig. 9.8 la valvola rivelatrice-amplificatrice di tensione EBC 3 è provvista di resistenza d'iniezione collegata tra il suo catodo e la massa; a prima vista essa può venir scambiata per la solita resistenza di catodo, per la polarizzazione negativa, la quale è invece ottenuta con una resistenza di caduta, di 42 ohm, posta tra la presa centrale del secondario AT e la massa.

La resistenza di iniezione è di 100 ohm, si comporta anche come resistenza di catodo, ma solo in modo trascurabile, dato che tale resistenza dovrebbe essere di 5 000 ohm. Si trova in serie con la resistenza limitatrice di 5 000 ohm, per cui il fattore di reazione inversa è un po' inferiore a 0,02, quindi basso.

I due condensatori presenti nel circuito di reazione inversa consentono di limitare l'effetto di reazione al solo tratto centrale della gamma di frequenze, in modo da non diminuire il guadagno in corrispondenza ai due estremi. Come già accennato, la curva di fedeltà dell'apparecchio risulta migliore, poichè il tratto centrale è più esteso, non essendo ridotto il guadagno ai due estremi. È il principio indicato dalla curva di fig. 9.12.

I due condensatori agiscono in tal modo da discriminatori di frequenza; quello da 0,1 microfarad è il *discriminatore delle frequenze basse*, esso riduce la retrocessione di tali frequenze e quindi la loro attenuazione, poichè la sua alta reattanza a tali frequenze si somma al valore della resistenza limitatrice. Quello da 50 pF in parallelo alla resistenza d'iniezione, è il discriminatore delle frequenze alte, consente il loro passaggio a massa, evitando che tali frequenze possano diminuire il segnale all'entrata. Variando i valori dei due condensatori si può variare la forma della curva di fedeltà ai due estremi. Diminuendo il valore del condensatore in serie alla resistenza limitatrice si aumenta l'estensione dell'estremo basso non attenuato, ossia si accentuano i toni bassi; aumentando il valore del condensatore in parallelo alla resi-

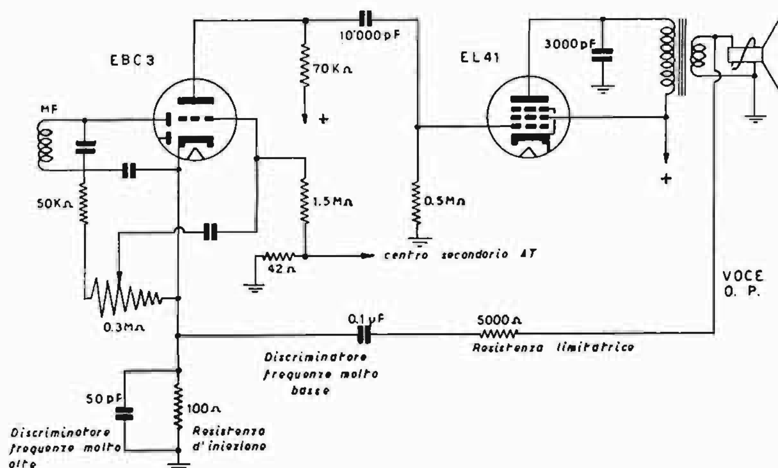


Fig. 9.8. - La tensione del segnale retrocesso può venir applicata al circuito di catodo della valvola rivelatrice-amplificatrice anche in assenza della resistenza di catodo. La resistenza tra il catodo e massa è la resistenza d'iniezione.

stenza d'iniezione si aumenta l'estensione non attenuata all'altro estremo, ossia si accentuano i toni alti.

I due tipi di reazione inversa.

A seconda del modo come è ottenuta, la reazione inversa può essere: *a*) di tensione o *b*) di corrente. Vi è *reazione inversa di tensione* quando il segnale retrocesso è prelevato da un divisore di tensione, come in tutti gli esempi sin qui descritti; vi è invece *reazione inversa di corrente* quando il segnale da retrocedere è prelevato da un divisore di corrente. Un esempio di reazione inversa di corrente è quello di fig. 9.7, nella quale la resistenza di catodo della valvola finale non è provvista della solita capacità livellatrice.

La resistenza interna della valvola e la resistenza catodica formano un divisore di corrente, generalmente utilizzato per ottenere la tensione negativa per la polarizzazione della valvola. La capacità livellatrice ha lo scopo di eliminare la componente ad audiofrequenza, ossia di eliminare il segnale, ed a tale scopo è di valore elevato, 25 o 50 microfarad, in modo da offrire un facile passaggio a tutte le frequenze del segnale stesso. In assenza di tale capacità, ai capi della resistenza di catodo, di 250 ohm in figura, è presente una percentuale del segnale ad audiofrequenza amplificato. Poichè la resistenza di griglia è collegata al lato opposto del catodo, ossia a massa, ad essa risulta applicato il segnale presente ai capi del catodo, in oppo-

sizione di fase a quello presente nel circuito di griglia. Ne risulta reazione inversa.

La reazione inversa di corrente presenta diversi inconvenienti, il principale dei quali è quello di essere insufficiente, essendo il segnale retrocesso limitato dalla bassa resistenza di catodo, bassa rispetto alla resistenza interna della valvola; altro inconveniente è quello di non consentire la discriminazione delle frequenze del segnale, tutte le frequenze vengono egualmente retrocesse. È possibile evitare la retrocessione delle sole frequenze elevate, con un condensatore di 50 o 100 pF ai capi della resistenza di catodo, ma ciò si può anche ottenere con il solito condensatore di 5000 pF o più, nel circuito di placca. La reazione inversa di corrente viene generalmente usata insieme a quella di tensione, limitatamente alla valvola finale, onde accentuarne l'effetto.

L'inconveniente dell'instabilità.

La reazione inversa può dar luogo ad un grave inconveniente, quello della instabilità dell'apparecchio radio, il quale può entrare improvvisamente in oscillazione ed emettere il ben noto fischio prolungato, eliminabile solo con la momentanea interruzione del suo funzionamento. L'instabilità si produce solo quando la reazione inversa non è correttamente applicata, e non sono state prese le necessarie precauzioni. È dovuta allo *spostamento di fase* del segnale retrocesso rispetto al segnale al quale è applicato. I due segnali, quello amplificato e parzialmente retrocesso, e quello all'entrata, dovrebbero essere sempre in perfetta opposizione di fase, esattamente a 180° fuori fase, ciò che in pratica non si verifica mai.

Leggeri spostamenti di fase sono inevitabili e non hanno alcun effetto dannoso; non così invece i forti spostamenti di fase, poichè allora una parte del segnale retrocesso è in fase con quello al quale viene applicato, con il risultato che la reazione non è più inversa, ma è reazione positiva, come avviene negli oscillatori, per cui l'amplificatore entra in oscillazione.

Il pericolo di instabilità è tanto maggiore quanto più alto è il fattore di reazione inversa, e quanto più lontana è la retrocessione. Ad es., far retrocedere il segnale dalla placca alla griglia della stessa valvola non è cosa che possa preoccupare poichè in tal caso la quasi perfetta opposizione di fase è certa; è invece preoccupante far retrocedere il segnale dal secondario del trasformatore d'uscita all'entrata della prima valvola amplificatrice di tensione, quando essa sia seguita da una seconda e quindi dallo stadio finale, poichè in tal caso è molto facile che vi sia spostamento di fase e che l'apparecchio entri in oscillazione.

Quando lo stadio finale è preceduto da due stadi di amplificazione di tensione è più opportuno utilizzare due distinti circuiti di reazione inversa, ad es. uno tra il secondario del trasformatore d'uscita e l'entrata dello stadio finale, ed un altro tra l'uscita del secondo stadio d'amplificazione e l'entrata del primo. In apparecchi radio di alta classe, e specialmente nei radiofonografi, nei quali l'amplificazione per stadio è bassa, per cui gli stadi d'amplificazione di tensione sono due, il sistema dei due distinti circuiti di reazione inversa è spesso applicato.

Anche la retrocessione tra due soli stadi presenta pericolo di instabilità per ef-

fetto di spostamento di fase, ma poichè tale spostamento si verifica particolarmente ai due estremi della gamma, e specialmente in corrispondenza delle frequenze alte, esso non preoccupa visto che queste frequenze non vengono retrocesse se non minimamente, essendo necessario evitare che vengano attenuate. Vi è però il pericolo che lo stadio finale oscilli per proprio conto, a frequenza molto alta, inaudibile; data l'alta frequenza è senza dubbio spostato di fase, quindi se può retrocedere determina l'oscillazione, che si verifica a frequenza audibile. È per questa ragione che a volte l'entrata dello stadio finale è collegata a massa con un condensatore di piccola capacità, sufficiente ad eliminare l'eventuale presenza di alte frequenze.

In genere, per evitare il pericolo dell'instabilità a causa della reazione inversa è necessario utilizzare capacità elevate per il disaccoppiamento dei circuiti di schermo e di catodo, e bassi valori della resistenza di placca. Se vi è trasformatore intervalvolare è necessario evitare che il circuito di reazione inversa lo comprenda, poichè può dar luogo a spostamento di fase non correggibile.

Il controllo della reazione inversa.

Rendendo variabili i componenti il circuito di reazione inversa, è possibile ottenere due distinti risultati: a) variare la zona di frequenze retrocesse, ossia quella a cui è applicata la reazione inversa, che può essere quella centrale, o quella ad uno o all'altro estremo della gamma, o a ambedue gli estremi, o alla parte centrale e uno o l'altro degli estremi; *b*) variare il fattore di reazione inversa, ossia l'ampiezza del segnale retrocesso, variando in tal modo il guadagno di una o dell'altra delle tre zone della gamma delle audiofrequenze.

Date queste possibilità, è evidente che la curva di risposta dell'apparecchio radio può venir modificata a piacere, accentuando i toni alti e i toni bassi, oppure solo quelli alti o solo quelli bassi od anche i soli toni intermedi. Si può in tal modo adeguare la curva di risposta alle caratteristiche di funzionamento dell'apparecchio, alle condizioni acustiche dell'ambiente in cui vien fatto funzionare, al programma ed ai gusti dell'ascoltatore.

È per questa ragione che i circuiti di reazione inversa regolabile hanno acquistato tanta importanza negli apparecchi di recente progettazione, ed è per questa stessa ragione che tali circuiti sono tanto diversi gli uni dagli altri, alcuni molto semplici altri estremamente complessi, come si può constatare osservando gli schemi raccolti in fondo al volume.

ESEMPIO DI FIG. 9.9. — In questo esempio la reazione inversa è resa regolabile mediante la sostituzione di tre condensatori tramite il *commutatore di tonalità*, a tre posizioni. La resistenza d'iniezione è di 100 ohm, in serie con la resistenza di catodo. Le resistenze limitatrici sono tre, in serie, una di 5600, l'altra di 1000 e la terza di 1500 ohm. Nella posizione del commutatore indicata in figura, è inserito il pickup, perciò la disposizione del circuito è tale da evitare la retrocessione di tutte le frequenze, escluse quelle molto alte corrispondenti al fruscio della puntina. È questo il circuito *A*) tracciato sotto lo schema. Come si può notare, è inserito un conden-

satore di 0,1 µF che lascia andare a massa tutte le frequenze, escluse solo quelle molto basse; alla frequenza di 50 cicli la reattanza di 0,1 µF è di 30 000 ohm, per cui le frequenze molto basse preferiscono il passaggio al catodo, tramite le resistenze di 1000 e di 5600 ohm. Le frequenze molto alte possono giungere al catodo tramite il condensatore di 3000 pF ed il condensatore di 0,2 microfarad, la cui reattanza è tanto bassa da essere trascurabile. A 5000 cicli è di 160 ohm. Risultano attenuate

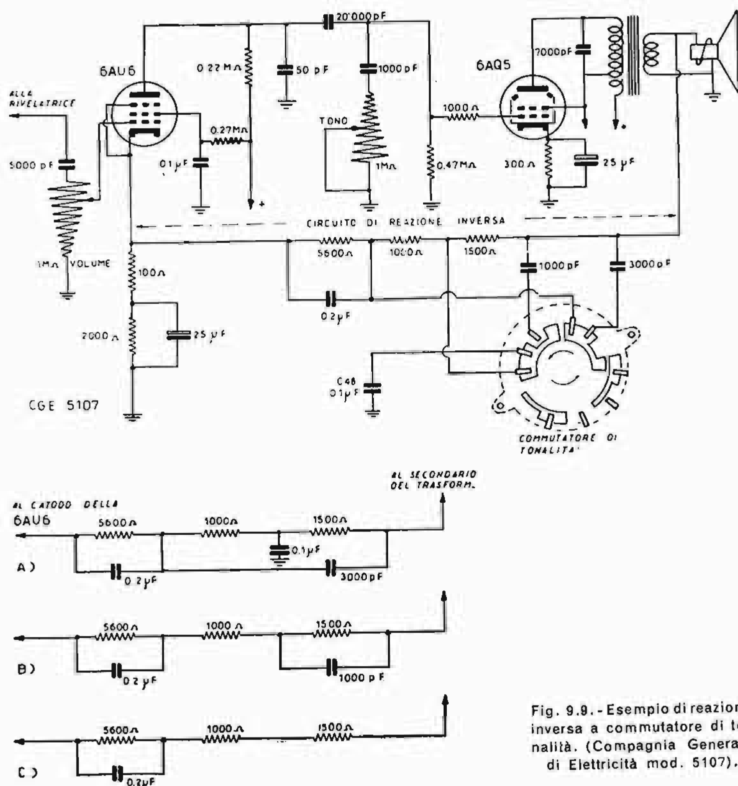


Fig. 9.9. - Esempio di reazione inversa a commutatore di tonalità. (Compagnia Generale di Elettricità mod. 5107).

solo le frequenze estreme, le molto basse, onde evitare rimbombi, e le molto alte, per evitare di far sentire il fruscio.

Nella posizione *B*) di figura, la reazione inversa è forte per i toni alti, media per quelli centrali e bassa per i toni bassi, per cui quest'ultimi risultano accentuati, emergendo sopra gli altri. La reattanza del condensatore di 0,2 microfarad è di

16 000 ohm a 50 cicli; essa è in parallelo alla resistenza di 5600 ohm, il valore complessivo reattanza-resistenza a 50 cicli è perciò di (5600 × 160) : (5600 + 160) = 4150 ohm. La resistenza limitatrice è formata da questo valore più quello delle altre due resistenze, ossia è di 4150 + 1000 + 1500 = 6650 ohm. A 50 cicli, il divisore di tensione è dunque costituito da 100 ohm (resistenza d'iniezione) e 6650 ohm (resistenza limitatrice). Il fattore di reazione inversa è basso.

A 5000 cicli invece la reattanza del condensatore di 0,2 microfarad è di 160 ohm, per cui il valore reattanza-resistenza scende a 155 ohm, al quale va aggiunta la resistenza di 1000 e quella di 1500 ohm; la resistenza limitatrice risulta di 2655 ohm. Il fattore di reazione inversa è alto. Alle frequenze centrali, il fattore di reazione inversa risulta medio.

Il condensatore di 1000 pF consente la retrocessione di segnali a frequenza molto alta. La posizione C) è eguale a quella *B*) senza tale condensatore di 1000 pF.

ESEMPIO DI FIG. 9.10. — Come nell'esempio precedente, anche in questo la resistenza limitatrice risulta automaticamente variabile al variare della frequenza, in

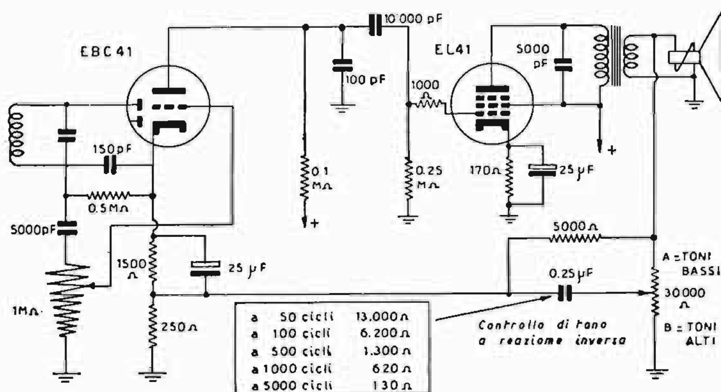


Fig. 9.10. - L'effetto di reazione inversa viene regolato mediante una resistenza variabile di 30 000 ohm. (Allocchio, Bacchini e C.).

più questa variazione automatica è regolabile mediante una resistenza variabile da 30 000 ohm. Come indicato nella figura, la reattanza del condensatore di 0,25 microfarad è di 130 000 ohm a 50 cicli, di 6200 ohm a 1000 cicli e di 1300 ohm a 5000 cicli. Il condensatore è in parallelo alla resistenza limitatrice di 5000 ohm, per cui gli effettivi valori della resistenza limitatrice sono i seguenti:

a) a 50 cicli = (5000 × 130 000) : (5000 + 130 000) = 4815 ohm
b) a 1000 cicli = (5000 × 6200) : (5000 + 6200) = 2767 ohm
c) a 5000 cicli = (5000 × 1300) : (5000 + 1300) = 1055 ohm.

Ne risulta che quando il cursore della resistenza variabile è in posizione *a*), ossia quando la resistenza è completamente esclusa, a 50 cicli il fattore di reazione inversa è basso, essendo la resistenza d'iniezione di 100 ohm e quella limitatrice di 4815 ohm, per cui ai toni bassi l'attenuazione è bassa. A 1000 cicli, il fattore di reazione inversa è medio, e l'attenuazione è anche media; mentre a 5000 cicli, il fattore di reazione inversa è alto, quindi è alta anche l'attenuazione. Nella posizione *a*) predominano i toni bassi.

Quando il cursore della resistenza variabile è posto in posizione *b*), ossia quando la resistenza variabile è tutta inserita, un capo del condensatore è a massa, quindi in parallelo alla resistenza d'iniezione di 250 ohm. Tutte le frequenze alte, ed anche quelle medie del segnale, trovano facile passaggio a massa tramite il condensatore, quindi la reazione inversa non esiste per esse, ma solo per le frequenze basse del segnale, le quali sole vengono attenuate, all'opposto di quanto avveniva nella posizione *a*). Sicchè nella posizione *a*) prevalgono i toni bassi, nella posizione *b*) prevalgono i toni alti.

Reazione inversa e controllo di tonalità.

Un esempio di circuito a reazione inversa con controllo di tonalità è quello di fig. 9.11, del quale la fig. 9.12 riporta le tre curve corrispondenti, con e senza reazione inversa.

Il confronto delle tre curve dimostra l'efficacia di questo circuito a reazione inversa, e l'azione del controllo di tonalità, nelle due posizioni estreme, tutto grave e tutto acuto. È da notare che: *a*) nella posizione tutto grave, i toni bassi sono effettivamente accentuati rispetto quelli ottenibili senza reazione inversa; *b*) nella posizione tutto acuto, il tratto lineare della curva di responso è molto più esteso di quello senza reazione inversa, e che non solo l'estremo a frequenze alte è più esteso ma lo è pure l'estremo opposto, a frequenze basse.

Ciò è conseguenza del fatto che l'amplificazione finale senza reazione inversa è di 65, a 800 cicli, mentre è di 29 con reazione inversa, a 800 cicli; la riduzione dell'amplificazione è variabile, e dipende dal gioco delle resistenze fisse in serie e in parallelo con le reattanze variabili.

Quando il cursore della resistenza variabile di 50 000 ohm è in posizione *A*), tutto acuto, le varie frequenze del segnale hanno tre vie per giungere alla resistenza d'iniezione, di 100 ohm. Possono seguire la via alta, costituita dalla resistenza di 50 000 ohm in serie con il condensatore C30 di 5000 pF, oppure possono seguire la via centrale, formata da tre resistenze in serie, o, infine, seguire la via bassa, costituita dal solo condensatore C35 di 5000 pF. Le frequenze alte, per es. a 5000 cicli, trascurano la via alta, data la presenza della resistenza di 50 000 ohm; preferiscono la via centrale dato che la somma delle tre resistenze in serie è di appena 4160 ohm, ma vanno a massa tramite il condensatore C32 di 25 000 pF, sicchè solo quelle che seguono la via bassa giungono alla resistenza d'iniezione. Ne risulta che in questa posizione, le frequenze alte giungono solo in piccola parte al catodo della EBC41, e quindi sono poco attenuate, e perciò presenti all'uscita. Le frequenze basse, per es.

Fig. 9.11. - Esempio di circuito a reazione inversa con controllo manuale. Dai valori delle resistenze e dei condensatori dipende fortemente l'andamento della curva di risposta dell'apparecchio. (Voce del Padrone mod. 540).

Fig. 9.12. - Curve di risposta corrispondenti all'apparecchio con il circuito di reazione inversa di fig. 9.11. Le curve A e B sono state ottenute con la reazione inversa, nelle rispettive posizioni del cursore indicate dalla fig. 9.11. La terza curva è stata ottenuta senza reazione inversa. Le tre curve sono state riunite solo per consentire il facile confronto; in realtà le due curve A e B dovrebbero venir segnate molto sotto la terza curva, data la forte perdita di guadagno dell'amplificatore ad audiofrequenza, il quale da 65 scende a 29 per effetto della reazione inversa.

quella a 50 cicli, non hanno che una sola via, quella centrale, poichè nella via alta è presente il condensatore C30 di 5000 pF che oppone ad esse la reattanza di 640 000 ohm, quanta ne oppone il condensatore della via bassa. Per le frequenze basse, la via centrale non è « a trabocchetto » perchè il condensatore C32, di 25 000 pF, oppone ad esse la reattanza di 128 000 ohm. Alle frequenze basse, tutto il circuito si riduce alle tre resistenze *R21*, *R22* e *R23* del complessivo valore di 4160 ohm. Risultano trasferite al catodo della EBC3 nella proporzione del divisore di tensione, 100 a 4160, ed attenuate rispetto la posizione *B*) della resistenza variabile.

Quando il cursore della resistenza variabile è in posizione *B*), tutto grave, la resistenza di 50 000 ohm non è più in serie con il condensatore C30 ma è bensì in parallelo con il condensatore C31, di 250 000 pF. Poichè la reattanza di tale condensatore alle frequenze di 5000 cicli è trascurabile, essendo di 120 ohm, la resistenza di 50 000 ohm è praticamente in corto circuito. Le frequenze alte hanno disponibile la via alta per la retrocessione al catodo della EBC3, dato che in tale via è presente solo la reattanza di 6400 ohm; le altre due vie sono invariate. La loro retrocessione è più ampia, quindi è maggiore la loro attenuazione, come dimostra la curva. Le frequenze da 3800 cicli in su sono pressochè eliminate.

All'opposto, le frequenze basse del segnale, a 50 cicli vengono retrocesse meno, poichè ad esse C31 oppone la reattanza di 12 800 ohm, in parallelo alla resistenza di 50 000; la resistenza complessiva è di 10 200 ohm. Rispetto alla posizione precedente, le frequenze basse incontrano una resistenza di 10 200 ohm maggiore, sono quindi meno retrocesse e più accentuate all'uscita, per la maggior amplificazione dovuta alla minore retrocessione, come illustra la curva.

Reazione inversa e commutatore di tonalità.

Un esempio di circuito a reazione inversa provvisto di controllo manuale, regolabile, con due commutatori, uno di gamma e l'altro di tonalità, è quello di fig. 9.13. Il segnale amplificato viene parzialmente retrocesso dal secondario del trasformatore d'uscita al circuito di catodo di uno dei due triodi della invertitrice di fase 6SL7.

Gli elementi sensibili alla frequenza sono due soli, due condensatori di 0,5 microfarad, uno in serie alla resistenza d'iniezione di 200 ohm, e l'altro in parallelo ad essa, come più chiaramente risulta dallo schema di fig. 9.14, nella quale è riportato il solo circuito di reazione inversa. Per quanto le due figure siano molto diverse, pure i due circuiti sono gli stessi.

Il commutatore di gamma ha una sezione riservata alla commutazione radio AM-radio FM-fono. Esso agisce anche sul circuito di reazione inversa, come si può notare nelle due figure. In ambedue, il commutatore di gamma è in posizione - radio AM. In questa posizione, uno dei due condensatori da 0,5 microfarad è posto in parallelo alla resistenza d'iniezione ed in serie con il controllo manuale di 1000 ohm. La posizione successiva di questo commutatore è la - radio FM, nella quale al posto del condensatore vi è una resistenza di 600 ohm. Nella terza posizione, la fono, il con-

Fig. 9.13. - Esempio di stadio finale con reazione inversa di apparecchio radio di classe (Compagnia Generale di Elettricità mod. 4110). Il controllo è ottenuto con due commutatori e con resistenza variabile. Lo schema semplificato è riportato dalla figura seguente.

densatore sostituisce la resistenza, e la disposizione è di nuovo quella della posizione - radio AM.

Il commutatore di tonalità è a due sole posizioni, in quanto serve ad inserire o a cortocircuitare il secondo condensatore di 0,5 microfarad, in parallelo con la resistenza di 1500 ohm. Un'altra parte di questo commutatore, consente di variare la capacità di accoppiamento tra la valvola rivelatrice AM - preamplificatrice 6AT6 con il primo triodo della 6SL7. I condensatori di accoppiamento sono due, in serie, uno di 20 000 pF e l'altro di 2000 pF. Nelle due figure il commutatore di tonalità è in posizione toni bassi, ed il condensatore di 2000 pF è perciò cortocircuitato in modo da consentire il facile passaggio alla 6SL7 delle frequenze basse.

I due commutatori sono indipendenti, per cui a ciascuna posizione del commutatore di gamma corrisponde o l'una o l'altra delle due posizioni del commutatore di tonalità.

La reattanza capacitativa di ciascun condensatore di 0,5 microfarad è di 6400 ohm a 50 cicli, di 320 ohm a 1000 cicli e di 64 ohm a 5000 cicli. Quando il commutatore di tonalità è nella posizione indicata in figura, in presenza di segnale a 50 cicli, la resistenza di 1500 ohm risulta in parallelo con la reattanza di 6400 ohm, men-

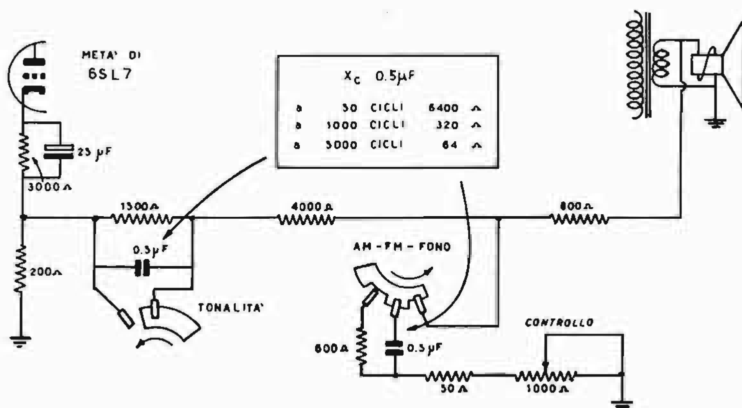


Fig. 9.14. - Schema semplificato dalla reazione inversa dello stadio finale di fig. 9.13.

tre in presenza di segnale a 5000 cicli, essa risulta in parallelo con la reattanza di 64 ohm. Dalla solita formula risulta che nel primo caso la resistenza complessiva è di 1240 ohm, e nel secondo è di 12,4 ohm. Essa si somma alle due resistenze limitatrici, una di 400 e l'altra di 800 ohm. In questa posizione del commutatore di tonalità, le frequenze basse vengono poco retrocesse al circuito di catodo, quindi poco attenuate, per cui risultano ampiamente presenti all'uscita, all'opposto di quanto avviene per le frequenze alte.

Nell'altra posizione del commutatore di tonalità, condensatore e resistenza sono in cortocircuito, per cui la retrocessione del segnale è limitata solo dalle due resistenze di 4000 e di 800 ohm. Tutte le frequenze risultano attenuate linearmente.

Il controllo manuale di reazione inversa può trovarsi in circuito sensibile o no alla frequenza del segnale, a seconda se in serie ad esso si trova il condensatore di 0,5 microfarad (posizione AM e fono) oppure la resistenza di 600 ohm (posizione FM). Nel primo caso controlla la soppressione dei toni alti, nel secondo caso agisce linearmente su tutte le frequenze.

Reazione inversa applicata a controlli di volume e di tono.

La fig. 9.15 riporta il circuito di reazione inversa degli apparecchi Philips mod. BI 310A e BI 510A, comprendente i controlli di volume compensato e di tono. Il circuito è meno complesso di quanto può apparire a prima vista; esso si divide in due rami, uno diretto al controllo di volume e l'altro al controllo di tono.

Il principio della compensazione di tono applicata al controllo di volume è stato chiarito nel capitolo ottavo. In questo esempio, la compensazione di tono è comple-

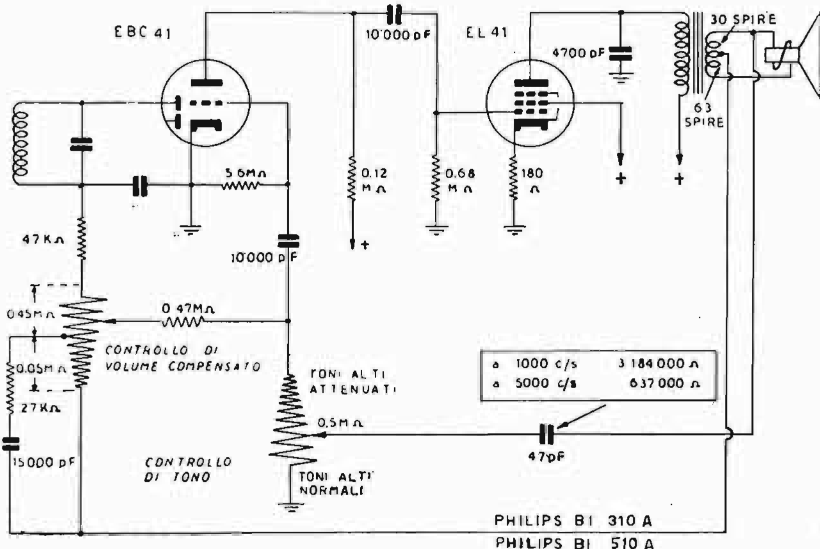


Fig. 9.15. - Esempio di reazione inversa applicata al controllo di volume, oltre che al controllo di tonalità. Sono usati due distinti circuiti per la reazione inversa, uno dei quali fa capo ad una presa del secondario del trasformatore d'uscita.

tata dall'azione della reazione inversa, il cui circuito fa capo ad una presa del secondario del trasformatore d'uscita. Il controllo di tono è anch'esso a reazione inversa, e si basa sullo stesso principio già illustrato dalle figure precedenti.

La fig. 9.16 illustra un altro esempio di compensazione di tonalità del controllo di volume e di applicazione della reazione inversa. Si riferisce all'apparecchio Philips mod. HI 592.

Il controllo di volume è provvisto di doppia compensazione di tonalità; consiste di due parti, una alta di 0,65 megaohm, e l'altra bassa di 0,2 megaohm. La prima è compensata con il condensatore di 120 pF in serie alla resistenza di 1,5 megaohm;

dato l'alto valore di questa resistenza e dato che la reattanza del condensatore è di 30 megaohm alla frequenza di 50 cicli e di 0,3 megaohm a quella di 5000 cicli, il circuito è praticamente inesistente alle frequenze basse e medie del segnale. La seconda parte del controllo di volume è compensata in modo da evitare la perdita dei toni bassi quando il cursore è a minimo volume, ciò con il condensatore di 10 000 pF, la cui reattanza è di 318 000 ohm a 50 cicli e di 3180 ohm a 5000 cicli.

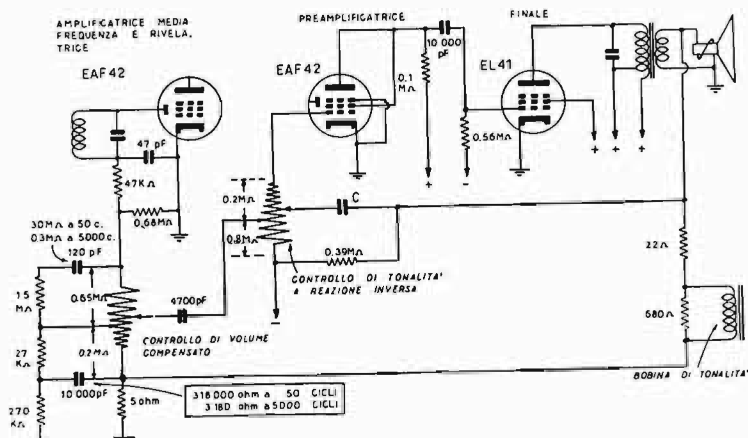


Fig. 9.16. - Esempio di circuito a reazione inversa applicato dalla bobina mobile dell'altoparlante all'entrata della valvola amplificatrice di tensione, tramite i controlli di volume e di tono. Il controllo di volume è a doppia compensazione di tonalità. Il condensatore C è di 100 pF. (Apparecchio Philips mod. HI 592).

La bobina di tonalità presente in serie al circuito di reazione inversa dal lato controllo di volume, ha lo scopo di evitare la retrocessione di frequenze elevate del segnale, limitandole a quelle medie e basse, in modo da coadiuvare l'effetto di compensazione del controllo di volume stesso. Il controllo di tono non presenta particolarità degne di rilievo.

Reazione inversa e circuito catodina.

L'apparecchio Philips BI 700A, a modulazione di ampiezza e di frequenza, è forse l'apparecchio più complesso che sia stato realizzato in Italia, come si può notare dallo schema riportato in fondo al volume. La fig. 9.17 ne illustra una parte dell'amplificatore ad audiofrequenza, costituito da due finali EL41 in controfase, precedute dalla invertitrice di fase EAF42, usata come triodo in circuito catodina, a sua volta preceduta dall'amplificatrice di tensione EF40.

Si può notare che la placca della EF40 è direttamente collegata alla griglia

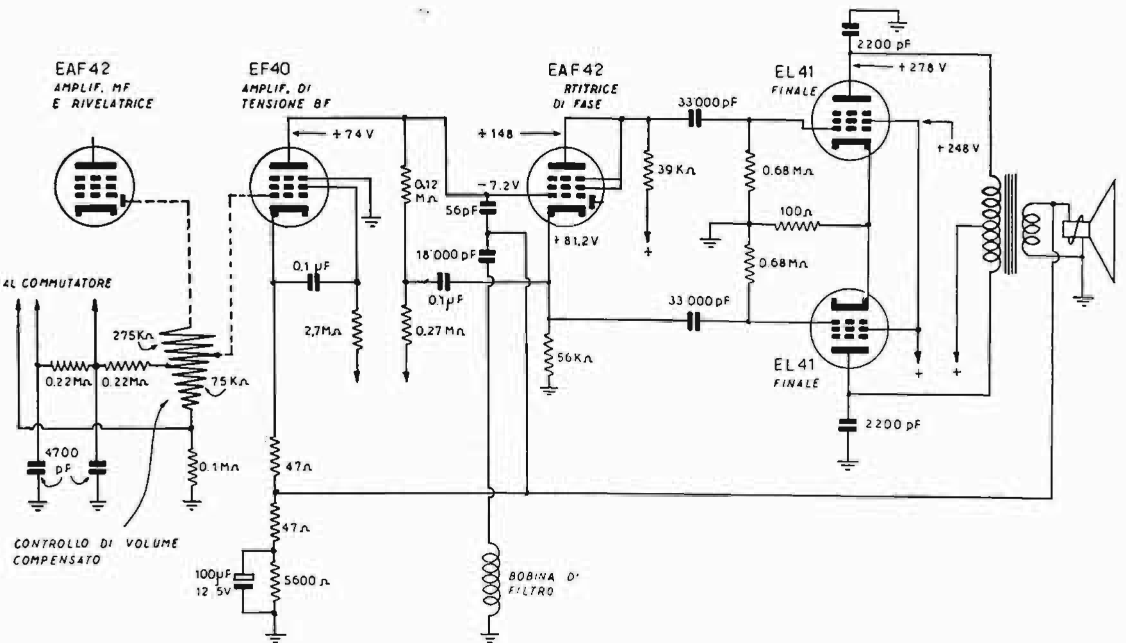


Fig. 9.17. - Esempio di stadio finale preceduto da invertitrice di fase a circuito catodina, con collegamento diretto tra la placca della valvola precedente e la griglia. La reazione inversa è applicata sia alla invertitrice di fase che alla amplificatrice di tensione che la precede. (Philips mod. BI 700A).

della EAF42 invertitrice di fase, e che mentre la placca della EF40 è a + 74 volt, la griglia della EAF42 è a — 7,2 volt, ciò per il fatto che il catodo della EAF42 è a + 81,2 volt rispetto la massa, per cui la griglia pur essendo a + 74 volt rispetto alla massa, si trova in realtà a — 7,2 volt rispetto al proprio catodo, quindi è polarizzata negativamente, come necessario.

Il collegamento diretto è conseguenza del circuito catodina, e dell'elevata tensione positiva a cui si trova il catodo della invertitrice di fase rispetto la massa. La tensione negativa di griglia risulta in questo caso dalla differenza di valore delle due resistenze, quella di placca di 39 000 ohm e quella di catodo di 56 000 ohm; in tal modo la placca si trova a 148 — 81,2 volt = 66,8 volt rispetto al proprio catodo.

La reazione inversa è applicata al circuito di catodo della EF40, ed anche al circuito di griglia della EAF42, invertitrice di fase. Ma poichè la griglia di tale valvola si trova a + 74 volt di tensione rispetto a massa, non è possibile applicare il segnale retrocesso dalla bobina mobile alla griglia mediante un comune divisore di tensione a due resistenze; il divisore di tensione è capacitativo, formato da un condensatore di 56 pF e da un altro in serie di 18 000 pF.

La reattanza del condensatore di 56 pF è di circa 60 megaohm alla frequenza di 50 cicli, e di 0,6 megaohm a quella di 5000 cicli. La reattanza del condensatore di 5000 pF è di circa 180 000 ohm a 50 cicli e circa 1800 ohm a 5000 cicli. I due condensatori si comportano come due resistenze in serie, il valore di una delle quali è 100 volte minore dell'altra. La centesima parte della tensione del segnale presente ai capi del secondario del trasformatore d'uscita viene applicata all'entrata della invertitrice di fase.

Il divisore capacitativo presenta l'inconveniente di aumentare la capacità griglia-catodo della valvola, con conseguente perdita delle frequenze elevate; la bobina posta in serie al divisore capacitativo presenta una notevole reattanza alle frequenze elevate, ostacola la loro fuga, riduce la loro perdita, consentendo l'uso del divisore capacitativo. Non c'è da temere l'effetto Miller dato che lo stadio funziona senza guadagno.